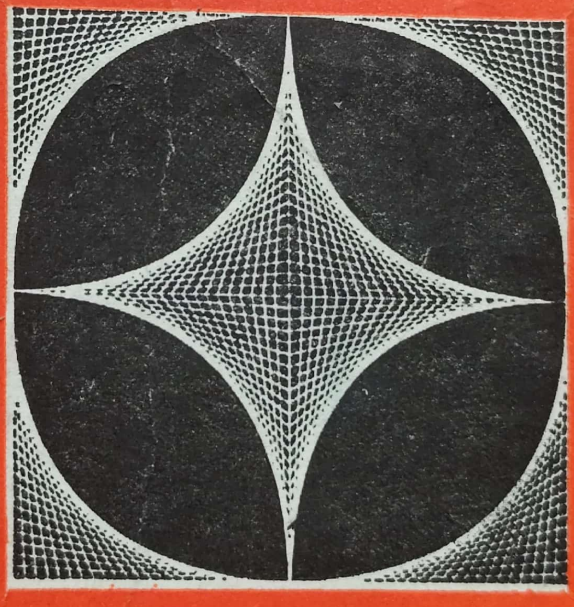
# Tehnologie electronică



EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ - BUCUREȘTI, 1981

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

Prof. dr. ing. VASILE M. CĂTUNEANU
(coordonator)

dr. ing. PAUL SVASTA
ing. MARIETA DRAGOMIRESCU
ing. MIHAELA MIHUȚ
ing. VLAD CEHAN
dr. ing. IOAN BACIVAROF
dr. ing. PAUL ȘCHIOPU
ing. DANA GAVRILESCU
ing. MIHAI NEMEȘ
ing. OVIDIU DRAGOMIRESCU
ing. SIMONA VASILESCU

# Tehnologie electronică

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ - BUCUREȘTI,

Scanned with OKEN Scanner

Referent științific prof. dr. docent ing. **V. CORLĂȚEANU**

Redactor : ing. *MARIA BELURI*

Tehnoredactor : *PARASCHIVA GAȘPAR*

Grafician : *WILI MÜLLER*

Scanned with OKEN Scanner

# PREFAȚA

*Preocuparea principală a tehnologiei este creșterea, cu cheltuieli minime, a calității produselor și a fiabilității aparatelor și instalațiilor. Pentru obținerea de tehnologii de înaltă productivitate este neapărat necesară abordarea tehnologică a produselor încă din faza de concepție. Aceasta înseamnă nu numai depășirea greutăților legate de realizarea tehnică în sine și găsirea procedeelor optime de fabricație, ci și crearea bazei unei automatizări a proceselor.*

*Industria electronică, ramură industrială de vîrf, are o serie de particularități specifice, care implică pentru producător o înțelegere profundă a unor proprietăți ale materialelor și componentelor, ale comportării acestora în funcționare, în timp și în condiții concrete de lucru, aceasta, atît la nivelul maistrului și a muncitorului, cît și la nivelul inginerului. Tot mai mult se face necesară, în procesul de producție, mîna de lucru cu calificare superioară.*

*Inginerului electronist nu i se cere numai concepție și muncă de organizare, ci i se cere totodată să știe să efectueze operații tehnologice în procesul de producție, pe baza unei înțelegeri perfecte a unor fenomene și procese de o subtilitate deosebită. Pentru ca studentul să poată ajunge la o asemenea performanță, trebuie să se pregătească simultan ca matematician, fizician, chimist, precum și ca inginer electronist. Pregătirea succesivă în diferitele domenii n-a dat satisfacție. De aceea, în ultimul deceniu, s-a trecut la sistemul de pregătire integrată a studentului în toate aceste domenii. Rezultatele obținute sînt net superioare, mai ales în contextul integrării învățămîntului superior cu cercetarea științifică și producția. Disciplinei de Tehnologie electronică, prin poziția sa în planul de învățămînt, îi revine minunata sarcină de a orienta gîndirea studentului, încă din primii ani de studii, în sens interdisciplinar, asupra unor probleme fundamentale ale electronicii, îmbinînd armonios aspectele teoretice cu cele practice. Astfel, studentul este pus în situația de a se introduce în problematica viitoarei meserii încă de la începutul facultății, aprofundînd, în paralel, în mod conștient, întreaga pregătire fundamentală și tehnică generală. Această strategie a învățămîntului este aplicată de multă vreme cu succes în domenii clasice de pregătire superioară, ca de exemplu în domeniul mecanicii, chimiei, metalurgiei etc.*

*Istoric, evoluția învățămîntului superior în domeniul electric a urmat o cale diferită. Industria electronică fiind de dată mai recentă, pregătirea specialiștilor electroniști a fost proiectată ca specializare derivînd din profilul electric, a cărei pregătire fundamentală și tehnică generală se statuase în sensul cerințelor industriei electrotehnice.*

*Intreaga fenomenologie cu care se întîlnește în viață inginerul electronist capătă însă un grad de generalitate, care subordonează fenomenele mai particulare întîlnite de către inginerul electrotehnician. Această împrejurare a condus*



Scanned with OKEN Scanner

*la aplicarea metodei inductive de pregătire a ingincrilor electroniști, abordîndu-se problemele de la particular la general.*

*Disciplina de Tehnologie electronică a fost construită astfel încît să ajute studentul să abordeze fenomenologia în toată generalitatea sa, deprinzîndu-l cu analiza selectivă a cazurilor particulare, contribuind astfel la creșterea eficienței pregătirii studenților la disciplinele următoare, în condițiile păstrării aceleiași durate de studii. Desigur că această strategie este încurajată de nivelul ridicat al pregătirii absolvenților de liceu în domeniul matematicii, fizicii și chimiei, care oferă o bună bază de plecare pentru o inițiere eficace în domeniul tehnologici electronice.*

*În lume se conturează tot mai mult tendința de extindere a unui asemenea punct de vedere la pregătirea fundamentală și de cultură tehnică generală a tuturor inginerilor electricieni.*

*Pe de altă parte, studiul tehnologiei electronice din primii ani de studii se face cu atît mai necesar cu cît această disciplină ajută pe studenți în abordarea conștientă a activităților productive, pe care studenții le desfășoară în aplicarea concepției de integrare a învățămîntului superior cu producția și cu cercetarea științifică.*

*Colectivul de autori s-a străduit să traducă în fapt indicația conducerii superioare de partid și de stat cu privire la îmbunătățirea pegătirii tehnologice a inginerilor electroniști.*

*Lucrarea de față începe cu prezentarea concepțiilor actuale în ingineria electronică.*

*Următoarele trei capitole prezintă componentele pasive de circuit (rezistorul, condensatorul și bobina). Se insistă asupra caracteristicilor și se prezintă, comparativ, tehnologiile de fabricare și comportarea în circuit a componentelor descrise. Este prezentată, de asemenea, ponderea, din punct de vedere al fiabilității, a fiecărui tip de componentă ce alcătuiește un ansamblu electronic.*

*Capitolul 5 tratează circuitele simple cu componente pasive (circuitele oscilante serie și derivație, circuitele oscilante cuplate, transformatorul electric), cu prezentarea principalelor aplicații practice.*

*În capitolul 6 sînt explicate proprietățile electrice fundamentale ale materialelor semiconductoare, cu prezentări calitative ale principiilor de funcționare ale diodei semiconductoare cu joncțiuni și tranzistorului, în vederea fundamentării tehnologiilor microelectronice și înțelegerii comportării în circuit a dispozitivelor electronice.*

*Ultimul capitol înfățișează tehnologiile subansamblelor, și oferă studenților o bază teoretică pentru înțelegerea proceselor întîlnite în timpul lucrărilor de laborator și a practicii din întreprinderile productive.*

*În anexă se prezintă unele aplicații în domeniul distribuției și curgerii purtătorilor de sarcină într-un semiconductor.*

*Lucrarea reprezintă un manual unic, care se adresează studenților din anii I și II ai facultăților și secțiilor de Electronică și Telecomunicații din toate instituțiile de învățămînt superior din țară.*

*Autorii sînt recunoscători profesorului dr. docent* Vasile Corlățeanu *pentru observațiile și propunerile făcute cu ocazia recenzării atente a manuscrisului. Totodată, ținînd seama de faptul că disciplina este relativ nouă și că autorii nu au beneficiat de o experiență trecută, aceștia solicită înțelegere din partea cititorilor pentru eventualele neajunsuri ale acestei prime ediții și vor fi recunoscători pentru prețioasele observații și propuneri în vederea unei ediții îmbunătățite.*

Prof. dr. ing. VASILE M. CĂTUNEANU

Scanned with OKEN Scanner

# CUPRINS


1. *Concepții actuale în ingineria electronică* . . . . . 9
1.1. Concepția constructivă fundamentală a aparaturii electronice . . . . . 9
1.2. Probleme tehnice ale ingineriei electronice . . . . . 11
1.2.1. Studiu tehnico-economic. Studiu de Marketing. Tema de proiectare . . . 11
1.2.2. Proiectarea electrică . . . . . 14
1.2.3. Proiectarea constructivă și tehnologică a blocurilor (subansamblelor) și ansamblelor generale . . . . . 21
1.2.4. Pregătirea fabricației . . . . . 24
1.2.5. Producția . . . . . 25
1.2.6. Exploatarea și întreținerea produselor electronice . . . . . 25
1.3. Concepția actuală despre calitate . . . . . 25
2. *Rezistoare* . . . . . 33
2.1. Definiție. Clasificare . . . . . 33
2.2. Principii fundamentale în construcția și tehnologia rezistoarelor fixe . . . . . 33
2.2.1. Elementul rezistiv . . . . . 34
2.2.2. Suportul izolant . . . . . 35
2.2.3. Terminalele . . . . . 36
2.2.4. Tehnologia rezistoarelor bobinate . . . . . 37
2.2.5. Tehnologia rezistoarelor peliculare . . . . . 38
2.2.6. Tehnologia rezistoarelor de volum . . . . . 40
2.2.7. Tehnologii de microminiaturizare a rezistoarelor . . . . . 41
2.3. Principii fundamentale în construcția și tehnologia rezistoarelor variabile (potențiometre) . . . . . 44
2.3.1. Elementul rezistiv . . . . . 48
2.3.2. Suportul izolant . . . . . 48
2.3.3. Cursorul . . . . . 49
2.4. Caracteristicile rezistoarelor fixe . . . . . 49
2.5. Caracteristicile rezistoarelor variabile (potențiometre) . . . . . 55
2.6. Tendințe în construcția și tehnologia rezistoarelor . . . . . 57
2.7. Comportarea rezistorului în circuite de curent alternativ . . . . . 58
2.7.1. Rezistorul idealizat . . . . . 60
2.7.2. Bobina idealizată . . . . . 61
2.7.3. Condensatorul idealizat . . . . . 62
2.7.4. Circuite simple RL și RC . . . . . 74
2.7.5. Rezistorul tehnic real . . . . . 76
2.8. Fiabilitatea rezistoarelor . . . . . 




Scanned with OKEN Scanner

3. *Condensatoare* . . . . . 79
3.1. Generalități . . . . . 79
3.2. Materialele utilizate în fabricarea condensatoarelor . . . . . 82
3.3. Condensatoare fixe . . . . . 85
3.3.1. Tehnologia condensatoarelor fixe . . . . . 85
3.3.2. Caracteristicile condensatoarelor fixe . . . . . 89
3.4. Condensatoare variabile . . . . . 95
3.4.1. Tehnologia condensatoarelor variabile . . . . . 95
3.4.2. Caracteristicile condensatoarelor variabile . . . . . 97
3.5. Condensatoare reglabile . . . . . 99
3.6. Condensatoare speciale . . . . . 100
3.7. Comportarea condensatorului în circuit . . . . . 101
3.7.1. Încărcarea condensatorului sub tensiune continuă constantă . . . . . 101
3.7.2. Încărcarea condensatorului sub curent constant . . . . . 103
3.7.3. Descărcarea condensatorului . . . . . 104
3.7.4. Încărcarea și descărcarea periodică a unui condensator . . . . . 105
3.7.5. Comportarea condensatorului tehnic real în circuite de curent alternativ . 106
3.8. Solicitarea condensatoarelor în tensiune și curent . . . . . 108
3.9. Fiabilitatea condensatoarelor . . . . . 109
3.9.1. Fiabilitatea condensatoarelor fixe . . . . . 109
3.9.2. Fiabilitatea condensatoarelor variabile . . . . . 111
3.9.3. Zgomotul condensatoarelor . . . . . 112

4. *Bobine* . . . . . 113
4.1. Construcția și tehnologia bobinelor . . . . . 113
4.1.1. Materiale conductoare pentru bobinaj . . . . . 113
4.1.2. Carcase pentru bobine . . . . . 115
4.1.3. Tipuri de bobinaje . . . . . 117
4.1.4. Miezuri magnetice . . . . . 124
4.1.5. Ecranarea bobinelor . . . . . 134
4.2. Comportarea bobinei în circuit . . . . . 135
4.2.1. Stabilirea curentului printr-o bobină, sub tensiune constantă . . . . . 135
4.2.2. Cedarea energiei din cîmpul magnetic al bobinei . . . . . 137
4.2.3. Comportarea bobinei tehnice reale în circuite de curent alternativ . . . 138
4.3. Solicitarea bobinei reale în tensiune și curent, în funcție de frecvență . . . . . 143
4.4. Zgomotul bobinelor . . . . . 144
4.5. Fiabilitatea bobinelor . . . . . 145
4.6. Oscilații proprii ale circuitului LC . . . . . 146

5. *Circuite simple cu componente pasive* . . . . . 151
5.1. Circuitul oscilant serie . . . . . 151
5.2. Circuitul oscilant derivație . . . . . 157
5.3. Circuite oscilante cuplate . . . . . 162
5.3.1. Generalități . . . . . 162
5.3.2. Impedanțe reflectate . . . . . 168
5.3.3. Acordul și rezonanța circuitelor cuplate . . . . . 170
5.3.4. Frecvențe de rezonanță, caracteristici de frecvență și condiții pentru realizarea transferului maxim de putere în cazul circuitelor cuplate . . . . . 172
5.3.5. Banda de trecere a circuitelor cuplate . . . . . 176
5.4. Utilizări ale circuitelor oscilante . . . . . 178
5.5. Transformatorul electric . . . . . 180



Scanned with OKEN Scanner

5.5.1. Generalități . . . . . 180
5.5.2. Scheme echivalente . . . . . 185
5.5.3. Utilizări ale transformatorului electric . . . . . 192
6. *Dispozitive semiconductoare* . . . . . 193
6.1. Conducția în corpuri solide . . . . . 193
6.2. Concentrațiile de purtători în semiconductoare . . . . . 199
6.3. Fenomene de transport. Curentul electric . . . . . 205
6.4. Joncțiunea pn. Dioda semiconductoare cu joncțiuni . . . . . 209
6.5. Tranzistorul . . . . . 224
6.6. Regimul termic al dispozitivelor active . . . . . 235
7. *Tehnologia subansamblelor* . . . . . 246
7.1. Generalități . . . . . 246
7.2. Tehnologia cablajelor imprimate . . . . . 250
7.2.1. Materiale de bază și semifabricate pentru cablaje imprimate . . . . 251
7.2.2. Tehnologii substractive . . . . . 253
7.2.3. Tehnologii aditive . . . . . 257
7.2.4. Tehnologii de sinteză . . . . . 259
7.2.5. Execuția originalelor desenelor cablajelor imprimate . . . . . 260
7.2.6. Tehnologii de imprimare a imaginii cablajelor imprimate . . . . . 264
7.3. Tehnologia echipării cablajelor imprimate . . . . . 269
7.3.1. Echiparea manuală . . . . . 271
7.3.2. Echiparea mecanizată . . . . . 276
7.3.3. Procedee de contactare pentru componentele implantabile . . . . . 278
7.3.4. Fiabilitatea procedeelor . . . . . 283

*Anexa* 1

Al. 1. Aplicația 1
Al. 2. Aplicația 2
Al. 3. Aplicația 3
Al. 4. Aplicația 4

Scanned with OKEN Scanner

# 1

# CONCEPȚII ACTUALE ÎN INGINERIA ELECTRONICĂ

## 1.1. CONCEPȚIA CONSTRUCTIVĂ FUNDAMENTALĂ A APARATURII ELECTRONICE

Radiotehnica, în calitate de subspecialitate a electronicii, și-a impus pregnant punctul de vedere cu privire la stabilirea unei concepții fundamentale în construcția aparaturii electronice.

Aceasta se datorează, îndeosebi, faptului că o *comunicație fără fir* trebuia să opereze cu *cîmpuri* și *unde electromagnetice*. Localizarea energiei în cîmpul electric al unui condensator și în cîmpul magnetic al unei bobine a condus la ideea realizării constructive a primelor componente electronice de tip discret, fiecare avînd funcția lor specifică. Încărcarea și descărcarea, la început aperiodică, a unui condensator a stat la baza radiației undelor electromagnetice.

Perfecționarea comunicațiilor radio a necesitat crearea mijloacelor tehnice pentru realizarea unor funcții specifice ca: *generarea oscilațiilor electrice periodice și întreținute de înaltă frecvență; modelarea oscilațiilor de înaltă frecvență pentru realizarea semnalelor radio purtătoare de informație; amplificarea semnalelor modulate; transformarea, la emisie, a semnalelor electrice modulate în unde electromagnetice purtătoare a informației; transformarea, la recepție, a acestor unde electromagnetice în semnale electrice modulate; amplificarea și selecționarea semnalelor dorite din multitudinea semnalelor existente simultan în spectrul de frecvență radio; demodularea semnalelor modulate,* adică extragerea informației sub forma unor oscilații din gama frecvențelor audio pentru acționarea unui traductor (de exemplu a unui difuzor, care transformă energia oscilațiilor electrice în energia undelor sonore percepute de urechea omului).

Pentru fiecare funcție specifică a fost necesară realizarea constructivă a unui bloc. În figura 1.1 se prezintă schema bloc simplificată a unei comunicații radio.

Din punct de vedere constructiv, fiecare bloc trebuie să dispună de componente interconectate în circuite, care să fie capabile să realizeze funcția cerută. În acest scop au fost necesare, pe lîngă condensatoare și bobine, alte componente ca surse, rezistoare, tuburi electronice, dispozitive semiconductoare și relee.

Din cele de mai sus rezultă că, încă de la început, s-a impus concepția de construcție a aparaturii electronice pe baza utilizării componentelor



Scanned with OKEN Scanner

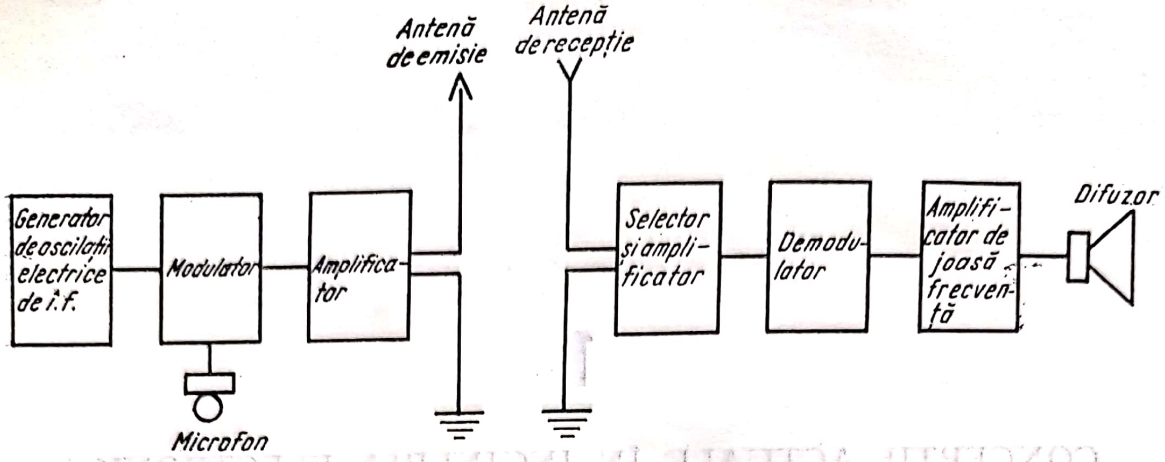



Fig. 1.1. Schema bloc simplificată a unei comunicații radio

discrete, interconectate în circuite și blocuri (subansamble), care să îndeplinească anumite funcțiuni prescrise. Această concepție constructivă se menține și în prezent.

În decursul timpului unele funcțiuni au fost realizate direct, cu ajutorul unor dispozitive speciale (funcționale), fără a face uz de tehnica componentelor discrete.

Astfel, *rezonatorul cu cuarț* poate juca un rol de circuit oscilant rezonant, fără a dispune de condensator și bobină, datorită mecanismului fizic intern care conferă cristalului de cuarț *proprietăți piezoelectrice* și *de rezonanță mecanică*. Performanțele acestui rezonator sînt superioare circuitului echivalent, care s-ar realiza cu componente discrete. Pot fi date și alte exemple de *dispozitive funcționale* realizate pînă în prezent ca: *linia de întîrziere ultrasonică, amplificatorul cu undă elastică, memorii de tip magnetic* sau *semiconductor* etc. Tehnica dispozitivelor funcționale încearcă să înlocuiască concepția constructivă prin componente discrete, recurgînd la proprietățile fundamentale ale materiei în vederea îndeplinirii funcțiilor cerute în sisteme electronice.

Cu toate acestea, concepția fundamentală de construcție a aparaturii și sistemelor electronice pe baza utilizării componentelor discrete își păstrează actualitatea și probabil se va mai menține încă multă vreme datorită progreselor tehnologice, care s-au obținut și se obțin permanent în cadrul acestei concepții constructive.

Prima etapă din fabricarea aparaturii electronice a fost dominată de *tehnologia circuitelor cu tuburi electronice*.

Dezvoltarea *tehnologiei tranzistoarelor* a marcat un progres însemnat în construcția aparaturii electronice din punct de vedere al micșorării cerințelor de alimentare, al micșorării dimensiunii și greutății, al creșterii fiabilității (siguranței în funcționare).

Dezvoltarea, mai departe, a *tehnologiilor microelectronice* (*tehnica circuitelor integrate monolitice, tehnica straturilor subțiri și groase*) a condus la concentrarea într-un volum redus a unui număr foarte mare de componente electronice discrete. Astfel, un circuit integrat conținînd echivalentul a 100 pînă la 200 componente discrete poate fi pus într-o capsulă de dimensiunea celei care conține un singur tranzistor. La avantajul dimensiunilor reduse ale circuitelor integrate, se mai adaugă cel al costului și al fiabilității



Scanned with OKEN Scanner

## 1.2. PROBLEME TEHNICE ALE INGINERIEI ELECTRONICE

### 1.2.1. STUDIU TEHNICO-ECONOMIC. STUDIU DE MARKETING. TEMA DE PROIECTARE

*Studiul tehnico-economic* (*STE-ul*) reprezintă un act de concepție cu implicații hotărîtoare în stabilirea parametrilor tehnici sau economici ai viitorului produs electronic ce urmează a fi proiectat. La nivelul STE-ului se abordează o serie de probleme importante ca:

— stabilirea unei soluții de principiu pentru funcționarea produsului nou;

— precizarea unor materiale sau tehnologii utilizate la fabricația viitorului produs;

— eventualele dezvoltări ale unor capacități de producție:

— necesități interne, posibilități de export;

— programarea asimilării noului produs etc.

Prin prisma acestor aspecte STE-ul reprezintă una din cele mai importante lucrări din succesiunea de activități necesare asimilării unui produs nou.

În cele ce urmează ne vom referi la un caz concret cît mai simplu.

Presupunînd că obiectul STE-ului constituie proiectarea și fabricația unui nou tip de *diodă cu contact punctiform*, din analiza diferitelor tipuri se constată, de exemplu, că în construcția acestora se utilizează o serie de materiale. Aceste materiale sînt prezentate în schema din figura 1.2. Utilizarea unui anumit material în fabricația unei diode are o serie de consecințe pozitive sau negative în ceea ce privește asigurarea unor parametri funcționali sau în privința costului dispozitivului. Asigurarea că soluția aleasă corespunde cel mai bine atît din punct de vedere al unor caracteristici tehnice cît și economice implică din această cauză 2 aspecte esențiale și anume:

— *trecerea în revistă a unui cîmp cît mai larg de variante* printr-o analiză sistematică și detaliată;

— *analiza și compararea acestor variante* printr-o selecție întocmită în baza unor criterii bine precizate.

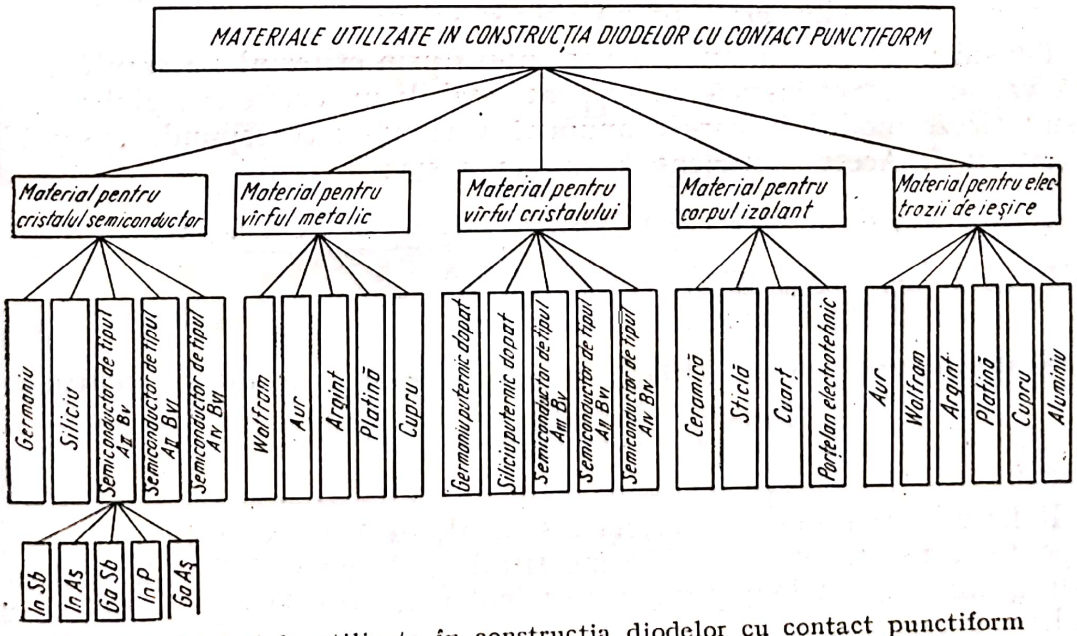



**Fig. 1.2.** Materiale utilizate în construcția diodelor cu contact punctiform



Scanned with OKEN Scanner

| | $C_1$ | $C_2$ | $C_3$ | $C_4$ | $C_5$ | $C_6$ | $C_7$ | $C_8$ | TOTAL |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $C_1$ | | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 2 | 5 |
| $C_2$ | 2 | | 2 | 2 | 1 | 1 | 2 | 2 | 12 |
| $C_3$ | 1 | 0 | | 0 | 2 | 1 | 2 | 1 | 7 |
| $C_4$ | 1 | 0 | 2 | | 1 | 0 | 1 | 1 | 6 |
| $C_5$ | 2 | 1 | 0 | 1 | | 1 | 2 | 1 | 8 |
| $C_6$ | 2 | 1 | 1 | 2 | 1 | | 2 | 2 | 11 |
| $C_7$ | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | | 1 | 3 |
| $C_8$ | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | | 4 |

**Fig. 1.3.** Matricea Leontieff; criterii de selecție

De exemplu, diodele cu contact punctiform, ca urmare a materialelor utilizate pentru diferitele subansamble, se pot fabrica într-un număr de $5 \times 5 \times 5 \times 4 \times 6 = 3\,000$ variante.

După *identificarea variantelor* se trece la *selecția acestora* în baza unor criterii ca de exemplu:

— *posibilități tehnologice de realizare* a produsului respectiv;

— *costul materialului* utilizat;

— *fiabilitatea produsului* etc.

Deoarece unele criterii pot avea o pondere mai mare decît altele se procedează la o *selecție succesivă*, începînd cu criteriile mai puțin importante și terminînd cu cele hotărîtoare. Stabilirea *ponderii criteriilor* se poate face cu ajutorul unei *matrici de tip Leontieff*, prezentată în figura 1.3.

Ordinea de prioritate a criteriilor se stabilește prin compararea între ele a două criterii. În cazul în care, de exemplu, $C_2$ este mai important decît $C_1$, în căsuța aflată la intersecția liniei $C_2$ cu coloana $C_1$ se scrie cifra „2", iar la intersecția liniei $C_1$ cu coloana $C_2$ cifra „0". În cazul în care cele 2 criterii sînt la fel de importante în căsuțele corespunzătoare se scriu cifrele „1". Suma pe linii stabilește prioritatea criteriilor.

În exemplul prezentat, criteriul cel mai important este $C_2$, cel mai puțin important fiind $C_7$. Din variantele luate în analiză rezultă, după o selecție succesivă prin cele 8 criterii, un număr redus de variante prin eliminarea unui domeniu de variante nesemnificative.

Este posibilă și o *selecție simultană* a tuturor variantelor prin intermediul așa-numitelor *grile de evaluare și selecție*.

Considerînd că din analiza variantei $i$ prin criteriul $j$ a rezultat o anumită valoare caracteristică $x_{ij}$ se poate stabili un coeficient global $k_i$ care să sintetizeze modul în care o anumită variantă $i$ corespunde ansamblului de criterii $j$. Acest coeficient $k_i$ are expresia:

$$k_i = a_1 x_{i1} + a_2 x_{i2} + \ldots + a_j x_{ij} + \ldots + a_n x_{in}$$

pentru $i = 1,2,\ldots, m$ (numărul variantelor);

$j = 1,2,\ldots, n$ (numărul criteriilor).

Stabilindu-se un anumit grad de selecție, variantele pentru care:

$$k_i \leqslant k_{limită}$$

se exclud.

Referindu-ne la un alt caz, dacă se analizează de exemplu *un osciloscop*, se poate constata că există o multitudine de posibilități de realizare a acestuia, din care unele nici nu au fost încă realizate. Desigur, cînd se pune problema proiectării unui anumit tip de osciloscop este deosebit de important



Scanned with OKEN Scanner

precizarea, încă din faza de studiu tehnico-economic, a unei soluții de principiu a aparatului, soluție care să se bazeze pe o analiză sistematică a cîmpului de soluții existent. În tabelul din figura 1.4 se prezintă parametrii principali ce pot caracteriza un osciloscop.

Din combinațiile posibile al căror număr este $2 \times 3 \times 3 \times 3 \times 3 \times 5 \times 5 \times 3 \times 4 \times 2 = 97\,200$, rezultă o multitudine de soluții de proiectare a unui osciloscop.

Studiul tehnico-economic trebuie să răspundă la întrebarea: care din aceste variante sau domenii de variante se aleg pentru proiectare ?

De o deosebită importanță sînt aspectele de *marketing* ce trebuie avute în vedere la elaborarea STE-ului.

| | Parametru | Variante | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Simbol | Denumire | | | | | | | | | | | | |
| $P_1$ | Tipul semnalului de intrare | $P_1^1$ | Analog | | | $P_1^2$ | Digital | | | | | | |
| $P_2$ | Banda de frecvență | $P_2^1$ | 0-20 MHz | | | $P_2^2$ | 0-250 MHz | | | $P_2^3$ | 250 MHz | | |
| $P_3$ | Sensibilitate | $P_3^1$ | 100 mV-0,5 mV | | | $P_3^2$ | 500 μV-10 μV | | | $P_3^3$ | < 10 μV | | |
| $P_4$ | Memorie | $P_4^1$ | Fără memorie | | | $P_4^2$ | Memorie monomod | | | $P_4^3$ | Memorie multimod | | |
| $P_5$ | Numărul fasciculelor | $P_5^1$ | Un fascicul | | | $P_5^2$ | Două fascicule | | | $P_5^3$ | Mai mult de două fascicule | | |
| $P_6$ | Numărul canalelor de intrare | $P_6^1$ | Un canal | $P_6^2$ | Două canale comutate | $P_6^3$ | Cu mai mult de două canale comut. | $P_6^4$ | Două canale independente | $P_6^5$ | Mai mult de două canale independente | | |
| $P_7$ | Baza de timp | $P_7^1$ | O bază de timp | $P_7^2$ | O bază de timp comutată | $P_7^3$ | Mai multe baze comutate | $P_7^4$ | Mai multe baze de timp comutate | $P_7^5$ | Mai multe baze de timp dependente | | |
| $P_8$ | Forma imaginii | $P_8^1$ | Bidimensionale | | | $P_8^2$ | Pseudotridimensionale | $P_8^3$ | Tridimensionale | | | | |
| $P_9$ | Procesoare | $P_9^1$ | Fără procesor | $P_9^2$ | Procesor propriu | $P_9^3$ | Procesor interfață | $P_9^4$ | Procesor pentru memorie externă | | | | |
| $P_{10}$ | Măsurarea semnalului | $P_{10}^1$ | Analogic | | | $P_{10}^2$ | Digital | | | | | | |

**Fig. 1.4. Principalii parametri ce pot caracteriza un osciloscop**



Scanned with OKEN Scanner

Aceste considerente intervin fie prin precizarea unor *condiții specifice, sub forma unor parametri ai produsului* și care caracterizează: gradul de saturație al pieței, segmentarea pieței, corelarea unor funcții ale produsului cu necesitățile utilizatorului etc., fie prin *impunerea unor criterii de selecție a variantelor specifice* și care să țină seama de restricțiile impuse de abordarea unei anumite strategii de marketing.

*Tema de proiectare* reprezintă un act de decizie care concretizează, în baza datelor oferite de studiul tehnico-economic, una din variantele care corespunde în cea mai mare măsură strategiei și politicii economice a întreprinderii, prin luarea în considerare a unor factori tehnici, economici și sociali. Prin intermediul temei de proiectare, *varianta rezultată din STE este „comandată" proiectării.*

În consecință, tema de proiectare trebuie să conțină toate datele în măsură să exprime *concret, exact* și *complet* comanda.

Tema de proiectare urmează să prezinte succesiv parametrii tehnico-economici pe care trebuie să-i aibă în vedere proiectantul la elaborarea documentației tehnice pentru fabricarea noului produs. Tema de proiectare va preciza în principal următoarele date:

— destinația și condițiile de exploatare ale produsului;
— caracteristicile de bază;
— cerințele principale constructive și funcționale;
— parametrii garantați;
— standardele sau normele interne;
— indicatorii tehnico-economici și de exploatare;
— cantitățile de fabricat.

## 1.2.2. PROIECTAREA ELECTRICĂ

Problemele tehnice ale inginerului electronist proiectant se concretizează în jurul problemei centrale a proiectării circuitelor.

Inginerului proiectant de circuite i se indică comportarea funcțională a unui circuit sau bloc (subansamblu) și i se cere să proiecteze interconexiunile specifice elementelor componente, astfel încît subansamblul și, respectiv, ansamblul complet să aibă caracteristicile prescrise.

Îndeplinirea acestei cerințe nu este ușoară. Pentru aceasta inginerul are nevoie de experiență, pricepere și intuiție. Totodată el trebuie să cunoască perfect *proprietățile de circuit ale componentelor electronice* disponibile și să aibă capacitatea de a putea *prevedea comportarea circuitelor* formate prin interconectarea acestor componente.

Determinarea *proprietăților de circuit ale componentelor electronice* conduce la stabilirea unui model al componentei, care, de obicei, se exprimă sub forma unor circuite simple constituite din elemente idealizate și abstractizate.

*Prevederea comportării circuitelor* formate prin interconectarea componentelor electronice are la bază descrierea matematică a interconexiunilor de modele de componente, care face obiectul *teoriei circuitelor* sau a *rețelelor.*

### 1.2.2.1. CARACTERISTICILE GENERALE ALE COMPONENTELOR ELECTRONICE

*Componente electronice pasive. Rezistoarele, condensatoarele* și *bobinele* sînt componente pasive sub formă de dipoli, comportînd două borne, care formează un circuit uniport.



Scanned with OKEN Scanner

*Transformatoarele* sînt componente pasive cu mai multe borne (circuite *n*-port).

Componentele pasive pot forma circuite fiind alimentate de surse independente. Se menționează îndeosebi circuitele *acordate* sau *rezonante*, compuse din bobine și condensatoare, care pot fi folosite ca *filtre selective*, denumite *filtre LC*, care selectează, pe baza frecvenței, un singur semnal din mai multe.

Circuitele compuse din componente pasive mai pot fi folosite pentru a efectua anumite operații liniare, cum ar fi *diferențierea* sau *integrarea*, în aplicațiile referitoare la prelucrarea semnalelor.

*Rezistoarele* nu pot decît să absoarbă energia electrică, transformînd-o în căldură și disipînd-o integral; sînt componente *disipative*. *Bobinele* și *condensatoarele* pot înmagazina energia în cîmpul lor magnetic, respectiv electric. Ele nu pot restitui unui circuit o cantitate mai mare de energie decît aceea furnizată lor; mai mult decît atît, toate bobinele și condensatoarele sînt depozite imperfecte de energie datorită mecanismului de pierderi reziduale, care le fac să disipe sub formă de căldură o parte din energia care le-a fost furnizată.

*Componente electronice active* (*dispozitive electronice*). Circuitele formate numai din componente pasive nu sînt capabile de *amplificare*, una din cele mai importante operații care stau la baza funcționării aparatelor electronice.

Astfel, la transmiterea vorbirii prin conductori sau cable, la distanțe mari, datorită pierderilor pe liniile de transmisiuni, forma de undă care poartă informația se atenuează treptat cu distanța parcursă în timpul propagării. Ca urmare, sînt necesare, la intervale regulate, *repetoare* sau *amplificatoare* alimentate de la surse locale de energie pentru amplificarea semnalelor. Acțiunea acestor amplificatoare are ca rezultat *comanda*, cu ajutorul semnalului de la intrare, a fluxului de energie de la sursa de energie locală, livrînd la ieșire un semnal caracterizat printr-o putere electrică mai mare, ca replică a semnalului de la intrare. Există necesitatea ca această comandă să se realizeze cu o cheltuială mică de putere la intrare. De aici rezultă că, sistemul se caracterizează prin *amplificare* (*cîștig*) de *putere* (fig. 1.5).

În cazul recepției semnalelor radio și de televiziune, semnalul la bornele de antenă ale receptorului este de ordinul nanowaților ($10^{-9}$ W). Acest

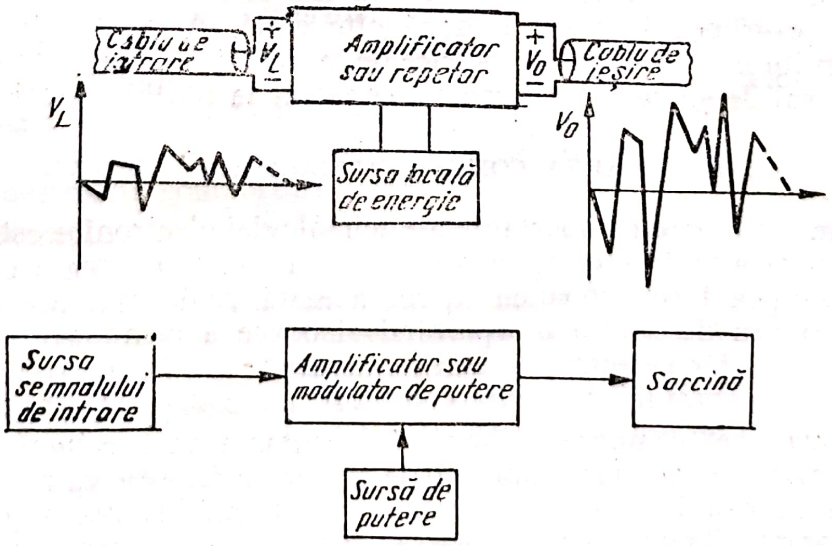



**Fig. 1.5.** Schema bloc de amplificare



Scanned with OKEN Scanner

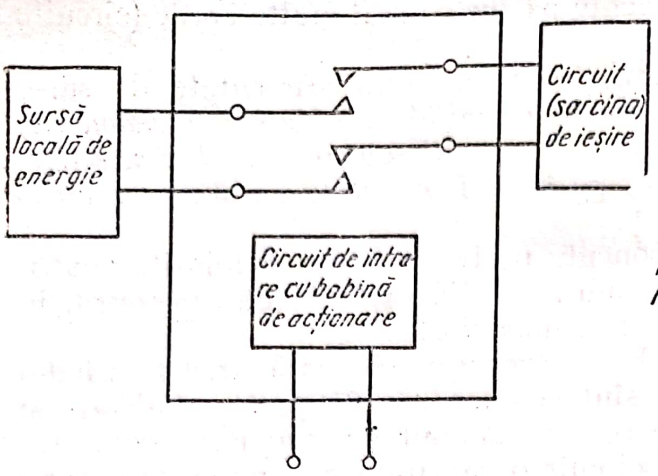



Fig. 1.6. Releul electric

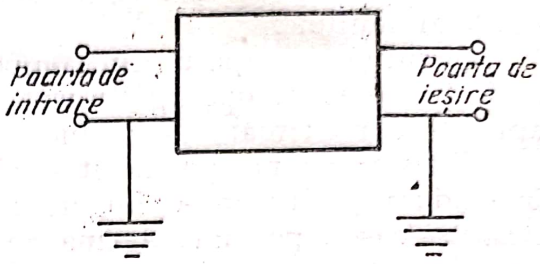



Fig. 1.7. Dispozitivele active—schemă bloc

semnal trebuie amplificat pentru ca receptorul să poată acționa traductorul de la ieșire (difuzoare sau bobine de deflexie ale tubului cinescop) la nivele de putere de ordinul waților.

Se pot da și multe alte exemple de amplificare a puterii electrice în sistemele electronice.

Componentele pasive nu-și pot aduce aportul la realizarea amplificării de putere, deoarece, datorită caracterului lor disipativ, rezultă o pierdere de putere a semnalului și nu un cîștig de putere electrică.

Componentele care pot face ca circuitul care le conține să fie capabil de amplificare de putere sînt cunoscute sub denumirea de *componente* (*dispozitive*) *active* sau ventile de comandă.

Unul din dispozitivele active cele mai simple este *releul electric* (fig.1.6). La acesta, forțele magnetice produse de curent în bobina de acționare provoacă închiderea sau deschiderea contactelor care pot comanda o putere mult mai mare decît aceea necesară pentru a acționa bobina care antrenează contactele. Astfel, un releu poate realiza un cîștig de putere.

*Tranzistoarele* și *tuburile electronice cu vid* sînt exemplele cele mai obișnuite de dispozitive, care pot comanda fluxul de energie dintr-un circuit.

Cele mai multe dispozitive active au trei sau chiar mai multe borne (poli), care se grupează în porți, două cîte două. Aceste dispozitive sînt astfel construite încît condițiile electrice de la o poartă (o pereche de borne), comandă fluxul de energie din circuitul conectat la o altă poartă (fig. 1.7).

### 1.2.2.2. MODELAREA COMPONENTELOR ELECTRONICE

Una din problemele importante ale tehnologiei electronice este alegerea și utilizarea rațională a componentelor de circuit. Pentru ca inginerul electronist să poată soluționa cu succes această problemă, are nevoie de caracterizarea sau descrierea comportării electrice a componentelor. Orice descriere a comportării electrice a unei componente sau dispozitiv, considerat la bornele de conectare la un circuit, constituie un *model* (circuit echivalent).

*Modelarea* unei componente implică executarea unor *măsurători asupra comportării sale la borne*, iar proprietățile măsurate folosesc ca model pentru componenta în cauză și se pot prezenta sub formă de *relații funcționale* stabilite empiric. Trebuie însă remarcat faptul că măsurarea comportării la borne a componentelor nu poate furniza informații decît despre compor-

tarea acestora în condițiile concrete în care s-a făcut măsurarea. Nu există posibilități de extrapolare a acestor rezultate în legătură cu comportarea componentei în condiții modificate, ceea ce interesează pe inginer, de cele mai multe ori, în munca sa de cercetare și proiectare. Există deci necesitatea de refacere a măsurătorilor, în noile condiții, pentru a se obține rezultate semnificative. Astfel, în cazul componentei a cărei comportare depinde de temperatura mediului ambiant, este necesar să se facă măsurarea la temperatura la care componenta urmează să funcționeze.

Dacă unele mărimi variabile la bornele componentei depind nu numai de valorile instantanee a celorlalte variabile, ci și de viteza de variație a acestora, este necesar ca măsurătorile la borne să se efectueze în *regim dinamic*, adică în condiții care să corespundă cît mai apropiat cu cele reale, în care va lucra componenta în cauză.

Există necesitatea ca inginerul să fie capabil să selecționeze acele măsurări la borne, care pot pune în evidență parametrii semnificativi ai componentei, cu aplicabilitate într-o gamă mai largă de condiții de funcționare. De asemenea, este necesar ca inginerul să fie în stare să-și formuleze un cadru teoretic care să-i dea posibilitatea să coreleze, să interpreteze și chiar să extrapoleze rezultatele măsurării.

Aceste cerințe pot fi îndeplinite dacă inginerul reușește să înțeleagă suficient de clar *comportarea fizică internă a componentei respective*, ceea ce depinde, în foarte mare măsură, de cunoașterea aprofundată a modului în care aceasta a fost construită, precum și a *mecanismelor fizice interne*.

De aceea modelarea unei componente începe cu o *analiză teoretică a comportării fizice și a interpretării măsurătorilor*. Pe baza unei astfel de analize, inginerul poate să descrie fenomenele electrice printr-un grup de relații funcționale, ale cărui variabile sînt de regulă *tensiunile* și *curenții la borne*, inclusiv *vitezele de variație ale valorilor* lor.

Un astfel de model al componentei dă posibilitatea analizei comportării circuitului, în care este folosită componenta respectivă, cu ajutorul metodelor numerice sau grafice. De multe ori există necesitatea analizei comportării circuitelor prin utilizarea unei game largi de metode analitice. Aceasta impune adoptarea pentru componente a unor modele, pentru care relațiile funcționale reflectă de fapt interconectarea corespunzătoare a unor *elemente de circuit idealizate*. Aceste elemente de circuit reprezintă abstracții definite matematic, care exprimă relații simple între curenți și tensiuni sau între vitezele de variație a acestora și care sînt foarte larg folosite în calculul și proiectarea circuitelor. La modelarea diferitelor componente fizice în circuit se va folosi un număr mai mare sau mai mic de elemente de circuit idealizate, după complexitatea componentei și după precizia dorită a descrierii comportării acesteia.

De exemplu, reprezentarea abstractizată a unui *rezistor*, (fig. 1.8) în calitate de componentă fizică de circuit, printr-o rezistență $R$ definită prin relația $u = Ri$ ($u$ și $i$ fiind tensiunea și curentul la borne) constituie modelul cel mai simplu, dar care de cele mai multe ori este total nesatisfăcător, deoarece în gama de frecvențe rezistorul poate prezenta la borne efecte atît inductive, cît și capacitive, datorită mecanismelor fizice interne. Aceasta impune interconectarea în model și a altor elemente de circuit idealizate, cum ar fi inductivitatea $L$ definită prin relația $u = L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$ sau capacitatea $C$ definită prin relația $u = \frac{1}{C}\int i \, \mathrm{d}t$. Modul de interconectare a acestor elemente



Scanned with OKEN Scanner

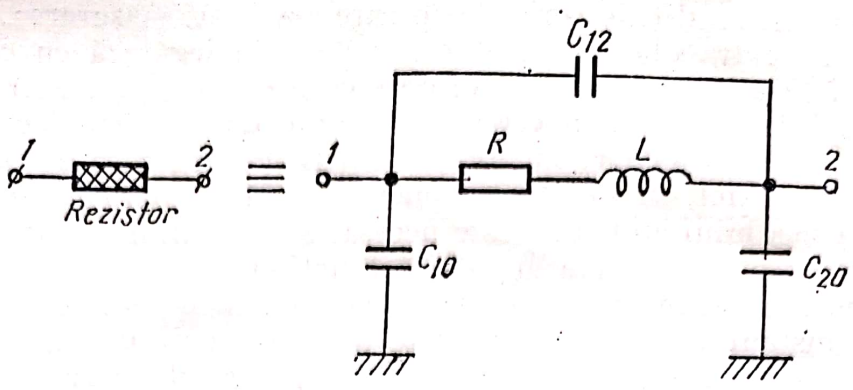



**Fig. 1.8.** Rezistorul-modelare

de circuit idealizate în modelul rezistorului trebuie să oglindească însăși comportarea fizică internă a acestuia, ceea ce depinde de tipul constructiv și de condițiile în care acesta va funcționa, îndeosebi de gama de frecvențe de lucru.

Un model similar poate fi adoptat și pentru rezistoarele peliculare filetate.

Modele diferențiate vor fi proprii altor tipuri constructive de rezistoare.

Se precizează că, în exemplul dat mai sus, nu s-a ținut cont de faptul că rezistoarelor de toate tipurile le este propriu un mecanism de generare a unei mici *puteri de zgomot* datorită mișcării termice a electronilor (*zgomot termic*), cu o putere medie constantă într-un domeniu foarte larg de frecvențe. Așadar, schema echivalentă a unui rezistor cu zgomot termic ar trebui completată și cu o sursă, care să pună în evidență și acest fenomen.

Pentru exemplificare, a fost ales cazul rezistorului, (deși aparent este o componentă foarte simplă) al cărui model devine destul de complex, dacă se iau în considerație toate mecanismele fizice interne. Celelalte componente pasive și, îndeosebi, cele active prezintă mecanisme fizice interne și mai complexe, fapt pentru care este de așteptat ca modelele să fie, de asemenea, mai complexe, Componentele active, în afară de faptul că prezintă o varietate foarte mare, sînt *neliniare* și din această cauză în modelare comportă și alte elemente decît rezistența, capacitatea și inductivitatea. Prezența unor elemente neliniare în schemele electronice echivalente impune extinderea corespunzătoare a metodelor de analiză a circuitelor. Arta inginerului electronist constă în capacitatea de a selecționa mecanismele fizice interne după efectele preponderente ale acestora în condițiile concrete de funcționare, adoptînd modele cît mai simple, dar care să simuleze cît mai apropiat situația reală.

Pe baza analizei comportării fizice interne a componentei (dispozitivului), inginerul stabilește configurații tehnologice de elemente idealizate, caracteristice comportării componentei. În continuare, este necesar să se determine, cantitativ, comportarea la borne a componentei precum și valorile concrete ale diferiților parametri ce caracterizează elementele idealizate din schema echivalentă. Pentru aceasta, procesul de modelare nu se poate lipsi de măsurători făcute în condițiile reale de lucru.

Cu privire la precizia cu care modelul descrie componenta, aceasta trebuie să fie considerată corespunzătoare numai pentru aplicația respectivă. O precizie sporită a modelului atrage sporirea complexității modelului,



Scanned with OKEN Scanner

care implică dificultăți mai mari în analiza circuitului, în care este folosită componenta respectivă.

Un alt atribut al capacității inginerului electronist constă în *recunoașterea necesității* și *aplicarea conștientă a unui compromis între precizie și complexitate, pe de o parte, și complicație și dificultate analitică, pe de altă parte.*

În orice caz, este important să se aleagă un model care să nu fie mai complicat decît cere însăși natura aplicației și precizia descrierii.

### 1.2.2.3. PROIECTAREA CIRCUITELOR

În proiectarea circuitelor, inginerul electronist apelează la o serie de metode (modele) matematice, care descriu cît mai apropiat comportarea modelelor de componente electronice în interconexiunile lor din circuite.

De obicei, exprimarea în termeni matematici a comportării configurațiilor topologice de modele ale componentelor de circuit pornește de la aplicarea la circuite a legilor de conservare a sarcinii și a energiei.

Proiectarea electrică a circuitelor vizează *determinarea parametrilor elementelor componente*, pentru ca circuitul să îndeplinească funcția cerută. De regulă, funcția cerută se exprimă prin mărimile electrice la bornele de ieșire ale circuitului (fig. 1.9), în funcție de mărimile electrice de la intrarea circuitului (ca date ale problemei) și de parametrii elementelor componente, care formează configurația topologică a circuitului și care constituie necunoscutele problemei. În general, numărul ecuațiilor care se pot scrie la proiectarea unui circuit este mai mic decît numărul necunoscutelor problemei, ceea ce determină pe proiectant să procedeze la alegerea potrivită a unora din parametrii necunoscuți. De aici rezultă posibilitatea obținerii mai multor variante de soluții și necesitatea *optimizării* rezultatului.

Pentru ca circuitele proiectate să poată fi realizate fizic, este necesar să se aibă în vedere faptul că modelele de componente, care au format configurația topologică a circuitului proiectat, reprezintă numai în mod aproximativ comportarea componentei fizice, ceea ce impune ca *experimentarea de laborator* să însoțească proiectarea prin calcul. Rezultatele experienței pot determina reluarea calculelor, după care se cere o nouă verificare experimentală. Ciclul se poate repeta de mai multe ori. Aceasta constituie una din particularitățile proiectării în electronică.

În proiectarea electrică a circuitelor electronice este necesar să se țină seama de faptul că, în fabricația componentelor electronice există mulți factori care determină o *abatere aleatoare a parametrilor* acestora de la valorile prescrise, în jurul unor valori medii. Aceste abateri sînt determinate de factori ca neomogenitatea materiilor prime, variația în timp a condițiilor de fabricație (de exemplu temperatura unor incinte, presiunea, gradul de acuratețe, atenția și gradul de oboseală al muncitorilor etc.), erori în măsurarea diferiților parametri ai mediului, precum și ai mărimilor care caracterizează componentele etc. Abaterile parametrilor de la anumite valori prescrise constituie deci un *fenomen obiectiv*. Ne așteptăm ca, la realizarea fizică a circuitelor în timpul fabricației, să nu dispunem de componente cu parametri riguros egali cu cei rezultați din proiectare. De aceea orice temă de proiectare a circuitelor impune

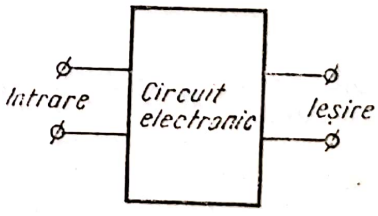



**Fig. 1.9.** Schema bloc a unui circuit electronic



Scanned with OKEN Scanner

parametrii de ieșire ai acestora în limitele unor abateri admise, denumite *toleranțe*.

Inginerului îi revine sarcina de a determina *abaterile admisibile*, respectiv *toleranțele parametrilor elementelor de circuit*, adică ai componentelor.

Astfel, să presupunem că unul din parametrii de ieșire $y$ al unui circuit poate fi exprimat, în funcție de parametrii elementelor componentelor $x_i$ (1,2... $n$) considerați independenți, prin relația:

$$y = f(x_1,\ x_2 \ldots x_i \ldots x_n) \tag{1.1}$$

care, dacă reprezintă o funcție diferențiabilă, are diferențiala totală exactă:

$$dy = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f}{\partial x_i} dx_i \tag{1.2}$$

Trecînd la variații finite, (1.2) se poate scrie sub forma:

$$\Delta y = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial f}{\partial x_i} \cdot \Delta x_i \tag{1.3}$$

Divizînd membrul I și II din (1.3) cu (1.1) se obține relația dintre abaterile relative sub forma:

$$\frac{\Delta y}{y} = \sum_{i=1}^{n} \frac{x_i}{f(x_1, x_2 \ldots x_n)} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_i} \cdot \frac{\Delta x_i}{x_i} = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \frac{\Delta x_i}{x_i} \tag{1.4}$$

unde:

$$\alpha_i = \frac{x_i}{f(x_1, x_2 \ldots x_n)} \cdot \frac{\partial f}{\partial x_i} \tag{1.5}$$

reprezintă *coeficientul de pondere al abaterii relative a parametrului* $x_i$ *asupra abaterii parametrului* $y$ de la ieșirea circuitului, care depinde de însăși valorile nominale ale parametrilor $x_1$, $x_2 \ldots x_n$.

Trecînd de la abaterile relative la abaterile medii pătratice*, (1.4) se poate scrie sub forma:

$$(3\sigma_y)^2 = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^2 (3\sigma_{x_i})^2 \tag{1.6}**$$

unde $\sigma_y$ și $\sigma_{x_i}$ sînt *abaterile medii pătratice relative ale parametrilor* $y$ și $x_i$, iar $\alpha_i$ este dat de (1.5).

Relația (1.6) reprezintă *ecuația toleranțelor* și servește inginerului pentru proiectarea circuitelor. Avînd o singură ecuație și mai multe necunoscute

---

* Abaterea medie pătratică este rădăcina pătrată a dispersiei unei variabile aleatoare $x$, care se definește ca momentul centrat de ordinul 2:

$$\sigma^2 = D = \int_0^{\infty} (x - \bar{x})^2 f(x)\, dx$$

unde $f(x)$ este densitatea de repartiție a variabilei aleatoare $x$ și $\bar{x}$ este media variabilei aleatoare:

$$\bar{x} = \int_0^{\infty} x f(x)\, dx$$

** în cazul cînd între unii din parametrii elementelor componente există unele legături de corelație, atunci membrul II al ecuației (1.6) se completează cu unii termeni de corecție.



Scanned with OKEN Scanner

($x_i$ cu $i = 1, 2 \ldots n$), inginerul este obligat să aleagă, pe baza experienței trecute, anumite toleranțe pentru parametrii elementelor componente și să determine din relația (1.6) abaterea rezultată pentru parametrul de ieșire, comparînd-o cu cerințele temei de proiectare. Prin modificări succesive ale toleranțelor se ajunge la un acord cu cerințele temei de proiectare. Acest calcul se referă la așa-zisele *toleranțe globale*, care țin seama atît de toleranțele de fabricație, cît și de variația parametrilor componentelor în timpul exploatării (în special datorită îmbătrînirii materialelor), eventual și de alți factori neluați în seamă de fabricantul componentelor (ca de exemplu: prima conectare sub sarcină, cînd aceasta depășește prescripțiile fabricantului, executarea lipiturilor etc.).

Procedura determinării toleranțelor în proiectare conduce, de asemenea, la posibilitatea obținerii mai multor variante și deci la necesitatea optimizării în proiectare.

## 1.2.3. PROIECTAREA CONSTRUCTIVĂ ȘI TEHNOLOGICĂ A BLOCURILOR (SUBANSAMBLELOR) ȘI ANSAMBLELOR GENERALE

### 1.2.3.1. STUDIUL DE DESIGN

Proiectarea constructivă modernă a subansamblelor și ansamblelor electronice începe cu un studiu de design.

Rolul de coordonator pe care îl are design-ul în proiectarea produsului electronic a apărut ca o necesitate socială, deoarece impactul produsului cu lumea înconjurătoare nu trebuie să provoace reacții negative, de respingere.

Pornind de la aceste considerente, proiectantul de produse electronice își extinde preocupările de la produsul singular la întreg sistemul din care face parte, planificînd întreaga operațiune, antrenînd specialiști din diferite domenii de activitate pentru dezvoltarea produsului și anticiparea anumitor situații.

Este un mod nou de abordare a creației industriale, în care metodologia design-ului își are locul bine stabilit, design-ul fiind cel ce sintetizează și valorifică informațiile provenite din studiile de psihologie, sociologie, marketing, tehnologie, analize economice.

Participarea design-ului la creația industrială este cu atît mai importantă, cu cît societatea tinde să renunțe la standardizare în favoarea diversificării. Aceasta este strîns legată de tehnologiile automatizate, de nivelul industrial al fiecărei țări. Pe măsură ce tehnologiile devin tot mai complexe, costul diversificării devine comparabil cu cel al standardizării, deoarece trecerea de la o fabricație la alta se poate face cu întreruperi minime în procesul tehnologic.

Automatizarea industrială se îndreaptă tot mai mult spre diversificare și nu spre serii mari standardizate. Ideea seriilor mari ce par a fi economice se dovedește a fi falsă, deoarece, pe zi ce trece, produsele respective își găsesc tot mai puțini cumpărători, apărînd stocuri nevandabile.

Design-ul, prin metodele de care dispune, poate pune la dispoziția industriei produse care satisfac o gamă cît mai mare de preferințe, tinzînd spre un consum minim de materie și energie, provocînd o evoluție permanentă a tehnologiei și culturii prin calitățile funcționale și estetice pe care le conferă produselor industriale.



Scanned with OKEN Scanner

Design-ul aparaturii electronice provoacă o evoluție permanentă a tehnologiilor constructive adresîndu-se celor mai rafinate metode de fabricație, în scopul asigurării unei calități superioare funcționale și estetice, a unui preț de cost cît mai redus, a unei fiabilități cu un nivel cît mai ridicat.

Începutul designului în electronică este marcat de produse robuste, costisitoare din această cauză, dar justificate. Avînd în vedere fiabilitatea scăzută a componentelor electronice și electrice, pe măsură ce acestea din urmă capătă parametri mecanici și electrici buni, construcția devine mai ușoară, mai simplă. Astfel, de la structuri de fontă, bachelită, se trece la aluminiu și mase plastice, tehnologii de mare productivitate și calitate estetică.

Cele două tehnologii mai importante de prelucrare a aluminiului — *extruderea în profile* și *injecția sub presiune* — sînt utilizate după un sever studiu de analiză economică și pot fi adoptate numai în funcție de aceste rezultate.

În cazul unui studiu de casete, pentru aparatura electronică de laborator, s-a dovedit a fi economică realizarea de *profile de aluminiu,* deoarece seriile de aparate sînt mici și diverse ca gabarit.

Mai mult chiar, existența pe plan mondial a mai multor *sisteme modulare* (de exemplu modulul de 20 mm și modulul de 19), a dus la impunerea unui sistem liber pe cele trei dimensiuni. Dacă la aceste servituți se mai adaugă utilizarea de sertare intersanjabile, suprapunerea de aparate pentru economie de spațiu, posibilități de transport, preț de cost scăzut, calități estetice etc., rezultă necesitatea adaptării sistemului de profile de aluminiu la aparatura electronică de laborator.

Pentru aparatura electronică portabilă, problema unui sistem constructiv unitar este mai dificilă, deoarece intervine o relație nouă și deosebit de importantă, confortul de utilizare, rezultat din relația intimă dintre om și obiect. Pornind de la acest parametru, toate celelalte ar trebui, în măsura posibilităților, să participe la realizarea unei relații optime utilizator-produs. A nu ține cont de acest lucru, înseamnă a ajunge la o întrebuințare anevoioasă sau chiar la respingerea produsului de către beneficiar.

*Calitățile ergonomice* ale produsului devin preponderente în studiul de design și, de cele mai multe ori, sistemul constructiv adoptat este îndreptat spre o *tehnologie de prelucrare a masei plastice* sau *injecție de aluminiu,* dacă aceasta este justificată.

Destinația produsului determină și alegerea masei plastice corespunzătoare: polietilena — ABS, polipropilenă etc., ce au prețuri de cost diferite în funcție de proprietățile fizice și chimice care le caracterizează.

Desigur că pot fi utilizate *tehnologii hibride* în sistemele constructive ale aparaturii electronice ca: *profile de aluminiu + tablă ambutisată, aluminiu injectat + masă plastică, folii plastice + profile aluminiu* etc.

În privința *materialelor de finisaj* din industria electronică, acestea sînt într-o continuă înmulțire și diversificare.

*Vopselurile plastice* cu tehnologii de aplicare simple de tip poliuretanic și vinilic dau efecte estetice de bună calitate, sînt rezistente la condițiile mecano-climatice cele mai dificile (eloxate alb, negru sau colorate pentru aluminiu, folii plastice cașerate pe table de aluminiu sau fier, table laminate cu modele ce imită pielea sau furnirul de lemn etc.).

*Tehnica inscripționării de panouri* a făcut salturi remarcabile de la *pantografiere* la *fotografiere* și în ultima vreme la *serigrafiere,* metodă in-



Scanned with OKEN Scanner

dustrială cu bune rezultate calitative permițînd imprimarea unui număr nelimitat de culori pe același panou.

*Înlocuirea lacurilor lucioase cu cele mate* a îndepărtat reflexele de lumină de pe panourile aparatelor, făcîndu-se mai ușor de citit.

Dacă se trece de la sistemele constructive generale la subansamble, acestea sînt subordonate în mare măsură primelor. Una din cele mai importante acțiuni de design în privința subansamblelor, este *tipizarea blocurilor funcționale*, care trebuie prelungită pînă la sistemul lor constructiv și a elementelor mecanice și electrice de legătură. Acțiunea de tipizare trebuie să asigure, de asemenea, o sistematizare a componentelor electrice și electronice, o micșorare a tipodimensiunilor, o utilizare cît mai intensă a produselor interne.

Așadar, *studiul de design* are scopul de a determina soluția generală cu privire la *forma, dimensiunile principale, politica de tipizare a blocurilor, prescripțiile ergonomice* și *estetica produsului*.

### 1.2.3.2. ELABORAREA ȘI OMOLOGAREA PROTOTIPULUI

Elaborarea prototipului unui produs urmărește, în principal, să verifice concepția cu privire la funcționalitatea acestuia, în limitele performanțelor stabilite.

La construcția prototipului se va avea în vedere soluționarea unor probleme tehnice ca: *dispunerea și fixarea pieselor pe șasiu; eliminarea influențelor reciproce electrice și magnetice între componente și circuite; pozarea cablajelor de legătură între componente cu eliminarea efectelor parazite; conexiunea interblocuri; conectarea alimentării; dispunerea instrumentelor indicatoare, dispozitivelor de semnalizare, comutatoarelor, butoanelor de reglaj și acord; prevederea posibilităților de testare și depanare etc.*

Desigur, orice aparat sau echipament electronic este, înainte de toate, o *construcție mecanică*, ce trebuie să funcționeze ireproșabil. În această construcție intervin de regulă o serie de elemente constructive de mecanică fină. Dar, în afară de aceasta, funcționalitatea este grevată de servituți esențiale din punct de vedere electronic. De aceea, răspunderea elaborării prototipului revine inginerului electronist.

La elaborarea prototipului este necesar să se aibă în vedere totodată și concluziile studiului de design, precum și posibilitățile de reproductibilitate în vederea producției, urmărindu-se astfel intuirea de detaliu a construcției definitive, a tehnologiei și a sculelor.

Din motive economice, construcția prototipului se execută numai cu scule existente sau cu dispozitive simple, în secții speciale de prototipuri, utilizînd multă manoperă de prelucrare, ajustaj, montaj și reglaj, pe baza unei documentații constructive provizorii și, pe cît posibil, folosind materialele și metodele de execuție cît mai apropiate de cele ce vor fi utilizate în producție.

*Verificarea performanțelor* obținute pe prototip se face prin *încercări* și *măsurători de laborator*, de către proiectant și de către un organ neutru, pentru a se putea sesiza greșelile sistematice și subiective.

Rezultatele încercărilor și măsurătorilor se înscriu într-un *buletin*, care joacă un rol important în aprecierea produsului. Aceste rezultate sînt supuse analizei și interpretării unui organ colectiv, de regulă *consiliul tehnico-economic*, cu consultarea *beneficiarilor direcți*.

Acest organ colectiv procedează la *omologarea prototipului* și emite *recomandări* pentru fazele următoare de asimilare.



Scanned with OKEN Scanner

Pe baza rezultatelor obținute la elaborarea, încercarea și măsurarea prototipului, precum și a recomandărilor organului colectiv de omologare a prototipului se trece apoi la realizarea construcției definitive, la care participă *constructorii* și *tehnologii*. Se precizează fiecare *detaliu constructiv* (fiecare profil, nervură, conicitate, tratament, material, acoperire protectoare, amplasarea organelor de fixare, a pieselor de reglaj etc.) se stabilesc *forma și traseele circuitelor electrice, estetica*. În această etapă de asimilare a produsului se sugerează însăși *economia de materiale* și *metodele tehnologice*. Se definitivează, pentru această etapă, *desenele de detaliu* și *de ansamblu*.

Rezultatul acestei faze se concretizează prin *proiectul de execuție*, care urmează să fie corectat, parțial, într-o fază ulterioară.

Pe baza desenelor de construcție și a mărimii seriei de fabricație, se stabilesc *tehnologiile de amănunt*, care cuprind: *metodele de fabricație, operațiile, mașinile-unelte, sculele, verificatoarele, atelierele, fluxurile tehnologice, automatizările, specializarea utilajelor, punctele și utilajul de control, metodica de circulație și depozitare a pieselor și subansamblelor între faze, planurile de debitare a materialelor, pregătirea și transportul lor la locul de muncă, consumurile specifice și estimarea timpilor de execuție*.

Rezultatul acestei faze de asimilare se concretizează prin *fișele tehnologice*.

Pentru unele operații mai complexe se elaborează și *instrucțiuni de fabricație*.

## 1.2.4. PREGĂTIREA FABRICAȚIEI

Pentru pregătirea fabricației se trece la proiectarea și execuția *sculelor, verificatoarelor* și *dispozitivelor* (*SDV*-uri) precum și a *utilajelor nestandardizate* de fabricație și control.

La elaborarea proiectelor de *SDV*-uri și utilaje concură unități specializate de proiectare, iar la execuția acestora, matrițerii și secții de autoutilare.

O atenție deosebită se acordă sculelor complexe (pentru mai multe operații simultan) și sculelor multiple (pentru mai multe piese simultan), în vederea creșterii productivității utilajelor.

De asemenea, se urmărește alimentarea automată a mașinilor, separarea discurilor și controlul statistic sau automat, automatizarea unor operații de pregătire și montaj a pieselor.

Pentru verificarea, sortarea și reglarea subansamblelor și montajelor electrice, magnetice, electromagnetice și electronice se proiectează și se execută dispozitive și utilaje tehnologice, care să permită operații rapide și obiective, vizînd pe cît posibil automatizarea lor. Cea mai bună verificare a *SDV*-urilor și utilajelor o constituie execuția unui *prototip cu scule*, a cărei funcționalitate demonstrează că piesele executate cu scule sînt corespunzătoare.

Cînd toate *SDV*-urile și utilajele au fost definitive se trece la executarea *seriei zero* (un număr de exemplare de produs în funcție de mărimea seriei de fabricație), prin care se experimentează fabricația în condiții de producție, în secțiile de producție și cu personalul de producție.

Rolul seriei zero constă în definitivarea tehnologiei și instruirea personalului de producție.



Scanned with OKEN Scanner

În această fază *se corectează și se completează documentația de fabricație*, care capătă forma definitivă.

Din lotul seriei zero, *se încearcă și se măsoară în laboratoare un eșantion format dintr-un număr de exemplare și prelevat conform normativelor.*

Buletinul cu rezultatele acestor încercări și măsurători servește la *omologarea produsului.*

După omologarea produsului, se emite o nouă *documentație tehnică corectată și completată* pe baza observațiilor și recomandărilor organului de omologare a produsului.

### 1.2.5. PRODUCȚIA

Procesul de producție comportă: *aprovizionarea cu materii prime și materiale; fabricația de piese și subansamble; montajul și reglajul; ambalarea și desfacerea.*

După intrarea în fabricație, produsul este urmărit sistematic de către factorii tehnici, identificînd toate detaliile care tind să-l scoată din clasa sa (cerințele tehnice) și intervenind cu corecturile necesare. Cele mai multe cauze ale declasării se datoresc: nerespectării riguroase a detaliilor tehnologiei de către executanți sau de către cei care au elaborat tehnologia; calității necorespunzătoare a SDV-urilor și a utilajelor sau uzurii acestora; calității necorespunzătoare a materialelor; controlului necorespunzător etc.

Produsul este supus unor *verificări periodice* după toate condițiile tehnice, luîndu-se măsuri, la nevoie, pe tot fluxul de fabricație.

Periodic, produsul este *reconsiderat* și *îmbunătățit* pentru a corespunde unor cerințe din ce în ce mai exigente.

### 1.2.6. EXPLOATAREA ȘI ÎNTREȚINEREA PRODUSELOR ELECTRONICE

Exploatarea rațională și întreținerea produselor electronice în exploatare constituie una din condițiile esențiale ale satisfacerii cerințelor beneficiarului. De aceea, prezența inginerului electronist se face necesară și în acest sector.

Printre problemele tehnice ridicate de exploatare și inițiere se remarcă: *organizarea serviciului de exploatare; constituirea stocului de piese de schimb; evidența comportării aparatelor și echipamentelor electronice din punct de vedere al fiabilității; organizarea inspecțiilor și reînnoirilor; organizarea depanării* etc.

Datorită complexității din ce în ce mai sporite a echipamentelor electronice, își face loc tot mai mult tendința de asigurare a beneficiarilor direct cu serviciul pe care îl fac acestea, exploatarea și întreținerea rămînînd în sarcina producătorului. În această situație, producătorul este nevoit să-și creeze unități de *„service"*.

## 1.3. CONCEPȚIA ACTUALĂ DESPRE CALITATE

În condițiile unei dezvoltări tehnologice accelerate, problema calității produselor devine din ce în ce mai acută. Studii de prognoză au arătat, bazate pe modele matematice realiste, că păstrarea nivelelor de calitate



Scanned with OKEN Scanner

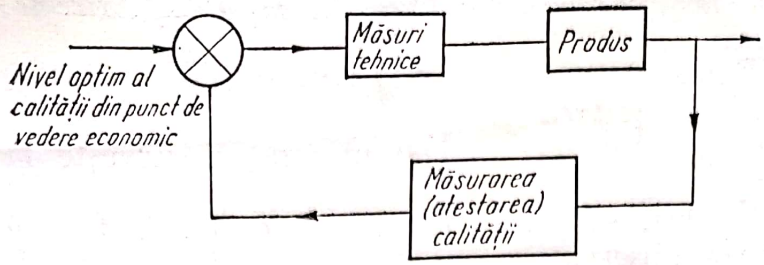



**Fig. 1.10.** Controlul cibernetic al nivelului de calitate

actuale, în condițiile unei creșteri rapide a producției, ar conduce la situația critică în care timpul necesar recondiționării produselor ar egala timpul consumat cu realizarea lor. Atenția acordată problemei calității pune în lumină, însă, și dificultatea unei definiții a acesteia care să fie atît completă, cît și precisă.

În sensul cel mai cuprinzător, *calitatea* este *însușirea unui produs de a satisface o necesitate reală*. În sensul cel mai precis calitatea reprezintă *proprietatea ca performanțele produsului să se înscrie între limite specificate*.

Ambele definiții sînt criticabile. Prima nu permite constituirea unei măsuri a calității, iar a doua presupune existența unui proiect perfect, în care toate performanțele și limitele lor sînt prevăzute cu exactitate, ceea ce, în realitate, nu este posibil. Cele două definiții nu se contrazic, ci se completează. De aceea, definiția precisă este utilizată ca fundament al teoriei matematice a calității, fiind mereu amendată și extinsă în lumina definiției complete.

Domeniul tehnologiei electronice, prin dinamismul lui, a condus la conturarea unei concepții noi în domeniul calității, concepție care s-a impus și în domenii mai tradiționale. Dezvoltarea unei teorii a calității, capabile să dea o măsură exactă a calității produselor, a însemnat un pas fundamental în cadrul concepției actuale care se axează pe păstrarea unui nivel controlabil al calității, optim din punct de vedere economic (fig. 1.10).

Figura 1.10 pune în evidență două trăsături esențiale ale concepției actuale în domeniul calității.

O primă trăsătură este aceea că scopul activității de control nu este îndreptat înspre creșterea calității, cu orice preț, ci spre menținerea unui *nivel optim* al acesteia. Un asemenea nivel optim rezultă punînd în balanță cheltuielile legate de consecințele lipsei de calitate cu cele impuse de asigurarea calității (fig. 1.11).

O a doua trăsătură constă în *caracterul dinamic* al activității de asigurare a calității. Orice deviere de la nivelul prestabilit al calității trebuie detectată rapid astfel încît măsurile de corecție să poată fi luate înainte de realizarea unui volum mare de produse necorespunzătoare.

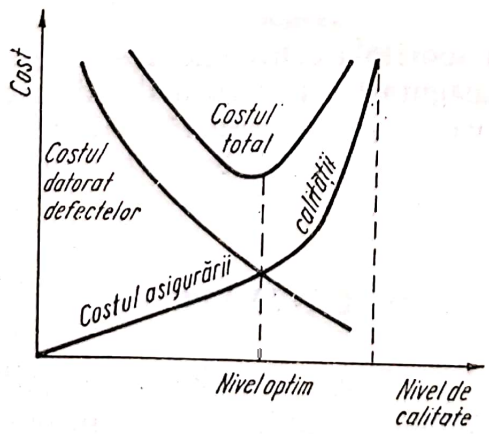



**Fig. 1.11.** Nivelul optim al calității

De aici rezultă necesitatea utilizării *modelelor statistico-matematice* în domeniul teoriei calității, singurele capabile să ofere concluzii prompte la un nivel de precizie prestabilit.

În concluzie, necesitatea unei politici raționale de asigurare a calității a condus la edificarea unei teorii fundamentate matematic, care permite evaluarea și corecția nivelului de calitate realizat.



Scanned with OKEN Scanner

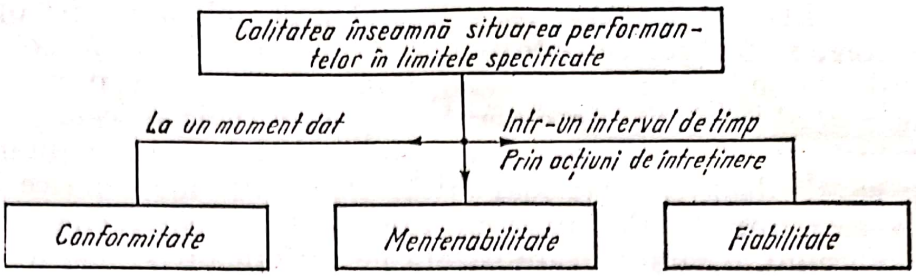



Fig. 1.12. Conținutul noțiunii de calitate

Caracterul dinamic al tehnologiei electronice implică însă, în afara precizării riguroase a noțiunii de calitate și o îmbogățire a conținutului ei, în special în ceea ce privește caracterul evolutiv în timp. În domeniile tradiționale, metodele *coeficienților de siguranță* asigurau faptul că, dacă un produs este corespunzător la momentul realizării sale, el își păstrează proprietățile un timp suficient de lung comparativ cu durata sa de utilizare.

Evoluția rapidă a materialelor și tehnologiilor folosite în construcția componentelor și aparaturii electronice face ca o asemenea metodă să fie inoperantă. Ca urmare, în cadrul noțiunii de calitate s-au delimitat mai multe domenii distincte.

Un prim domeniu este *conformitatea*, care include conținutul tradițional al noțiunii de calitate: proprietatea ca *produsul să fie corespunzător la un moment dat.*

Toate aspectele calității care se referă la evoluția în timp a performanțelor produsului sînt incluse în al doilea domeniu al calității, *fiabilitatea*, care reprezintă *proprietatea unui produs de a-și păstra performanțele în limitele stabilite într-un anumit interval de timp și în condiții determinate.*

În sfîrșit, capacitatea de restabilire a performanțelor, determinantă în asigurarea eficienței în exploatare a produsului, este individualizată ca latură a calității sub denumirea de *mentenabilitate.*

Schema din figura 1.12 arată conținutul actual al noțiunii de calitate.

Toate laturile noțiunii de calitate sînt descrise prin modele statistico-matematice, pe baza cărora se definesc indicatorii de calitate, mărimi care caracterizează cantitativ calitatea unui produs. Pentru a defini indicatorii de calitate se consideră un produs electronic caracterizat de o singură performanță. Desigur că, în realitate, nu există produs electronic, oricît de simplu, care să poată fi caracterizat cu ajutorul unei singure performanțe, dar această restrîngere nu diminuează generalitatea definițiilor. Conform interpretării statistice, performanța măsurabilă $Y$ este o variabilă aleatoare continuă, caracterizată de o anumită *densitate de probabilitate* (fig. 1.13).

În figura 1.13 s-a ales, pentru exemplificare, o densitate de probabilitate normală, model statistic des, dar nu exclusiv, utilizat în analiza conformității produselor. În ansamblul său, densitatea de probabilitate asociată performanței $y$ descrie complet conformitatea produsului.

Mai sintetic, aceasta poate fi exprimată prin media $\mu$ și dispersia $\sigma$ ale performanței, interpretate ca variabile aleatoare, și prin proporția de defecte $p$ dată de

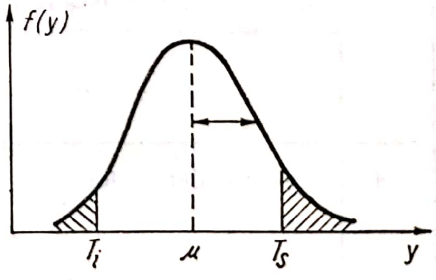



Fig. 1.13. Definirea indicatorilor de conformitate



Scanned with OKEN Scanner

probabilitatea de depășire a limitelor de toleranță. Se obțin, astfel, trei indicatori de conformitate dependenți. *Media* $\mu$ și *dispersia* $\sigma$ sînt indicatori utilizați îndeosebi în *controlul prin măsurare*, iar proporția de defecte $p$ în *control atributiv*. Se observă că proporția de defecte $p$ este cu atît mai redusă cu cît media este mai apropiată de centrul cîmpului de toleranță și cu cît dispersia este mai mică. Definițiile matematice ale indicatorilor de conformitate sînt date în tabelul 1.1. Considerînd acum fiabilitatea produsului, o caracterizare bazată pe performanțele măsurabile ar fi extrem de greu de efectuat, dat fiind că ea ar presupune reconstituirea unei distribuții de tipul celei din figura 1.13, la diferite momente de timp.

O cale mai directă este utilizarea noțiunii de *defectare în timp*, performanța $y$ se modifică printr-un proces aleator nestaționar atingînd la un moment dat limita cîmpului de toleranță, moment la care se produce *defectarea produsului*.

Durata de la un moment inițial oarecare (la care se știe că produsul este corespunzător) pînă la defectare este o variabilă aleatoare care *caracterizează statistic fiabilitatea produsului*.

Indicatorii de fiabilitate sînt mărimi caracteristice ale acestei variabile aleatoare cum ar fi: *funcția de repartiție, densitatea de probabilitate, media, dispersia* etc. Simbolurile și definițiile lor matematice sînt cuprinse în tabelul 1.2. Dintre indicatorii cuprinși în acest tabel, cea mai mare impor-

TABELUL 1.1

**Simboluri și definiții matematice ale principalilor indicatori de conformitate**

| Nr. crt. | Indicator | Simbol | Definiția |
|---|---|---|---|
| 1 | Densitatea de probabilitate a performanței | $f(y)$ | Limita raportului între probabilitatea ca performanța să fie situată în intervalul $(y, y + \Delta y)$ și mărimea acestui interval cînd $\Delta y \to 0$: $f(y) = \lim_{\Delta y \to 0} \frac{P(y \leqslant Y < y + \Delta y)}{\Delta y}$ |
| 2 | Media caracteristicii măsurabile | $\mu$ | Valoarea medie a performanței produsului: $\mu = \int_0^\infty y f(y)\, dy$ |
| 3 | Dispersia caracteristicii măsurabile | $\sigma$ | Dispersia performanței produsului: $\sigma = \int_0^\infty (y - \mu)^2 f(y) dy$ |
| 4 | Proporția defectelor | $p$ | Probabilitatea ca performanța să fie în afara limitelor de toleranță $T_i$ și $T_s$: $p = \int_0^{T_i} f(y)\, dy + \int_{T_s}^\infty f(y)\, dy$ |



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL ...

**Simboluri și definiții matematice ale principalilor indicatori de fiabilitate**

| Nr. crt. | Indicator | Simbol | Definiție | Unitate de măsură |
|---|---|---|---|---|
| 1 | Funcția de repartiție a timpului de funcționare | $F(t)$ | Probabilitatea ca un produs să se defecteze în intervalul $(0, t)$: $F(t)=P(T\leqslant t)$ | — |
| 2 | Funcția de fiabilitate | $R(t)$ | Probabilitatea ca un produs să funcționeze fără defectare în intervalul $(0, t)$, în condiții determinate: $R(t) = P(T > t)$ | — |
| 3 | Densitatea de probabilitate a timpului de funcționare | $f(t)$ | Limita raportului dintre probabilitatea de defectare în intervalul $(t, t+\Delta t)$ și mărimea intervalului $\Delta t$, cînd $\Delta t \to 0$: $f(t) = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{P(t < T \leqslant t + \Delta t)}{\Delta t}$ | ore$^{-1}$ — |
| 4 | Rata (intensitatea) de defectare | $z(t)$ | Limita raportului dintre probabilitatea de defectare în intervalul $(t, t+\Delta t)$ condiționată de buna funcționare în intervalul $(0, t)$ și mărimea intervalului $\Delta t$, cînd $\Delta t \to 0$: $z(t) = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{P(t < T \leqslant t + \Delta t / T > t)}{\Delta t}$ | ore$^{-1}$ |
| 5 | Media timpului de funcționare fără defectori:<br>— MTTF<br>— MTFF<br>— MTBF | m | Valoarea medie a timpului de funcționare: $m = \int_0^\infty t f(t)\, dt$ | ore |
| 6 | Dispersia timpului de funcționare | $D$ | Momentul centrat de ordinul doi al timpului de funcționare $D = \int_0^\infty (t - m)^2 f(t)\, dt$ | ore$^2$ |
| 7 | Abaterea medie pătratică a timpului de funcționare | | $\sigma = \sqrt{D}$ | ore |
| 8 | Cuantila timpului de funcționare | $t_F$ | Timpul în care un produs funcționează cu o anumită probabilitate (1—F): $P(T \leqslant t_F) = F$ | ore |

*Observații*:

1. După caz, în loc de ore, indicatorii de fiabilitate pot fi exprimați în număr de acționări, cicluri de funcționare etc.
2. Funcția de fiabilitate pe un interval $(t_1, t_2)$ se definește prin relația

$$R(t_1, t_2) = \frac{R(t_2)}{R(t_1)}$$

3. Media timpului de funcționare reprezintă valoarea medie a timpului de funcționare pînă la defectare (MTTF), în cazul produselor nereparabile, sau pînă la prima defectare (MTFF), în cazul produselor reparabile. Dacă repararea poate fi asimilată cu înlocuirea, reprezintă valoarea medie a timpului de funcționare între două defectări succesive (MTBF).



Scanned with OKEN Scanner

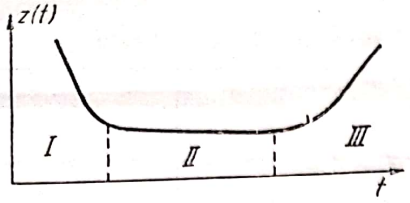



Fig. 1.14. Rata de defectare

tanță pentru caracterizarea produselor electronice o au *funcția de fiabilitate* $R(t)$, *rata de defectare* $z(t)$ și *media timpului de funcționare* $m$. Este de dorit ca toate valorile acestor trei indicatori să fie precizate în vederea caracteristicii produsului, în caz contrar rezultînd o viziune unilaterală asupra fiabilității acestuia.

*Funcția de fiabilitate* reprezintă probabilitatea de bună funcționare într-un interval de timp bine determinat adică reprezintă îndeplinirea cu succes a unei misiuni de durată, bine precizată.

În domeniul componentelor electronice un astfel de indicator este mai puțin util decît *media timpului de funcționare pînă la defectare*. Acest din urmă indicator nu necesită precizări suplimentare pentru definirea lui și permite o ierarhizare comodă a componentelor din punctul de vedere al fiabilității. Din contra, în cazul sistemelor electronice, funcția de fiabilitate este un indicator mai adecvat deoarece un sistem poate fi inferior altuia, în medie, dar superior, în condiții de utilizare particulare.

În sfîrșit, *rata de defectare* prezintă importanță deoarece permite o distincție între tipurile de uzură ale produselor (fig. 1.14). Figura 1.14 prezintă cea mai generală formă a ratei de defectare, la care se disting trei porțiuni.

— În prima, rata de defectare scade, deci probabilitatea de defectare a sistemului este cu atît mai scăzută cu cît vîrsta acestuia este mai mare; este perioada *uzurii negative*.

— În a doua perioadă, caracterizată de o rată de defectare constantă, *uzura sistemului este nulă*.

— În a treia, rata de defectare devine *pozitivă*.

Duratele celor trei perioade diferă de la un produs la altul. În cazul componentelor electronice, perioada uzurii nulă sau aproape nulă este destul de îndelungată, în timp ce, în cazul echipamentelor, cea mai întinsă este, în general, perioada uzurii negative cu o viteză de scădere mică a ratei de defectare.

Exprimarea analitică a indicatorilor de fiabilitate se bazează pe adoptarea unei anumite *legi de repartiție a timpului de funcționare pînă la defectare*. Aceste legi de repartiție caracterizează categorii largi de produse, fără ca să se poată stabili o corespondență biunivocă între legea de repartiție și produsul considerat.

Tabelul 1.3 prezintă legile de repartiție cele mai utilizate pentru caracterizarea fiabilității componentelor și sistemelor electronice și dă expresiile indicatorilor de fiabilitate pentru fiecare lege în parte. Se observă că, în cazul legii de repartiție exponențiale, se obține o rată de defectare constantă și egală cu parametrul $\lambda$ al legii, fapt care face ca această lege de repartiție să fie mult utilizată în domeniul componentelor și sistemelor electronice. Se observă de asemenea că, în cazul acestei legi, rata de defectare este inversul mediei timpului de funcționare, astfel încît oricare din acești doi indicatori poate fi adoptat pentru caracterizarea sintetică a fiabilității unui sistem. În toate cazurile în care ipoteza unei rate de defectare constantă este justificată, se preferă utilizarea acesteia în locul mediei timpului de funcționare eliminîndu-se astfel inconvenientul subiectiv al unor valori numerice excesiv de mari. Astfel, componentele electronice



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 1.3

**Expresiile indicatorilor de fiabilitate în cazul legilor uzuale de repartiție a timpului de funcționare**

| Indicator | Legea de repartiție a timpului de funcționare | | | |
|---|---|---|---|---|
| | exponențială | normală | Weibull | log-normală |
| $F(t)$ | $1 - \exp(-\lambda t)$ | $\Phi\left(\frac{t - m_0}{\sigma_0}\right)$ | $1 - \exp\left[-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}\right]$ | $\Phi\left(\frac{\ln t - m_0}{\sigma_0}\right)$ |
| $R(t)$ | $\exp(-\lambda t)$ | $\Phi\left(\frac{m_0 - t}{\sigma_0}\right)$ | $\exp\left[-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}\right]$ | $\Phi\left(\frac{m_0 - \ln t}{\sigma_0}\right)$ |
| $f(t)$ | $\lambda \cdot \exp(-\lambda t)$ | $\frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t-m_0}{\sigma_0}\right)^2\right]$ | $\frac{\beta(t-\gamma)^{\beta-1}}{\eta^{\beta}} \cdot \exp\left[-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}\right]$ | $\frac{1}{t\,\sigma_0\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln t - m_0}{\sigma_0}\right)^2\right]$ |
| $Z(t)$ | $\lambda$ | $\frac{\frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t-m_0}{\sigma_0}\right)^2\right]}{\Phi\left(\frac{m_0 - t}{\sigma_0}\right)}$ | $\frac{\beta(t-\gamma)^{\beta-1}}{\eta^{\beta}}$ | $\frac{\frac{1}{t\,\sigma_0\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln t - m_0}{\sigma_0}\right)^2\right]}{\Phi\left(\frac{m_0 - \ln t}{\sigma_0}\right)}$ |
| $m$ | $\frac{1}{\lambda}$ | $m_0$ | $\gamma + \eta\Gamma\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)$ | $\exp\left(m_0 + \frac{\sigma_0^2}{2}\right)$ |
| $D$ | $\frac{1}{\lambda^2}$ | $\sigma_0^2$ | $\eta^2\left[\Gamma\left(\frac{2}{\beta} + 1\right) + \Gamma^2\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)\right]$ | $\exp(2m_0 + \sigma_0^2) \cdot [\exp(\sigma_0^2) - 1]$ |
| $\sigma$ | $\frac{1}{\lambda}$ | $\sigma_0$ | $\eta\sqrt{\Gamma\left(\frac{2}{\beta} + 1\right) - \Gamma^2\left(\frac{1}{\beta} + 1\right)}$ | $\exp\left(m_0 + \frac{\sigma_0^2}{2} \cdot \sqrt{\exp(\sigma_0)^2 - 1}\right.$ |
| $t_F$ | $\frac{1}{\lambda} \cdot \ln\frac{1}{1-F}$ | $m_0 + \Phi^{-1}(F)\sigma_0$ | $\gamma + \eta\sqrt[\beta]{\ln\frac{1}{1-F}}$ | $\exp[m_0 + \Phi^{-1}(F)\sigma_0]$ |

*Observație:*

1. $\Phi(x) = \int_{-\infty}^{x} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(\frac{u^2}{2}\right) du$ este funcția Laplace, iar $\Phi^{-1}$ este inversa.

2. $\Gamma(y) = \int_0^{\infty} t^{y-1} \cdot \exp(-t)\, dt$ este funcția Euler de speța 1.

Scanned with OKEN Scanner

profesionale sînt caracterizate de valori ale ratei de defectare $\lambda \approx 10^{-5} - 10^{-6}$ ore$^{-1}$, iar anumite tipuri de circuite integrate ating chiar valori de $10^{-8} - 10^{-9}$ ore$^{-1}$. Exprimînd asemenea nivele de fiabilitate cu ajutorul mediei timpului de funcționare s-ar crea impresia falsă a imposibilității defectării prin comparația cu scara umană a valorilor timpului. De exemplu, un circuit integrat cu rata de defectare $\lambda = 10^{-6}$ ore$^{-1}$ are o medie a timpului de funcționare de un milion de ore. Funcția sa de fiabilitate într-un interval de funcționare de un an (10.000 de ore) este de 0,99, ceea ce, pentru o singură componentă, nu este deloc excesiv.

Noțiunea de calitate nu este însă epuizată prin definirea indicatorilor de conformitate, fiabilitate și mentenabilitate (aceștia din urmă nefiind cuprinși în scurta prezentare de față). Ca orice noțiune fundamentală este o noțiune deschisă căreia i se vor găsi noi laturi și modele matematice.

Scanned with OKEN Scanner

# 2

# REZISTOARE

## 2.1. DEFINIȚIE. CLASIFICARE

Rezistoarele sînt componentele pasive cel mai des întîlnite în aparatura electronică, reprezentînd aproximativ 30—40% din numărul pieselor unui aparat electronic.

Rezistorul este un dipol pentru care impedanța are un caracter în special rezistiv.

Parametrul principal al rezistoarelor este *rezistența electrică*.

Din punct de vedere constructiv se deosebesc:

— *rezistoare fixe*, a căror rezistență stabilită în procesul de fabricație rămîne constantă pe parcursul întregii perioade de funcționare a rezistorului;

— *rezistoare variabile*, a căror rezistență poate fi modificată în anumite limite în timpul funcționării, uneori doar în scopul executării unor operații de reglaj.

După modul realizării elementului rezistiv se deosebesc:

— *rezistoare peliculare*, al căror element rezistiv îl constituie o peliculă conductoare cu grosime mai mică de 100 μm, depusă pe un suport din material dielectric;

— *rezistoare bobinate*, constituite dintr-un conductor metalic de mare rezistivitate bobinat pe un suport izolator;

— *rezistoare de volum*, al căror element rezistiv este constituit din întregul corp al rezistorului.

Majoritatea rezistoarelor întîlnite în practică sînt *rezistoare liniare*; în unele aplicații sînt utilizate *rezistoarele neliniare*, a căror rezistență electrică este dependentă de temperatură (*termistoare*), tensiune (*varistoare*) sau de intensitatea fluxului luminos (*fotorezistoare*).

Simbolurile utilizate pentru reprezentarea grafică a rezistoarelor în schemele electrice sînt indicate în figura 2.1.

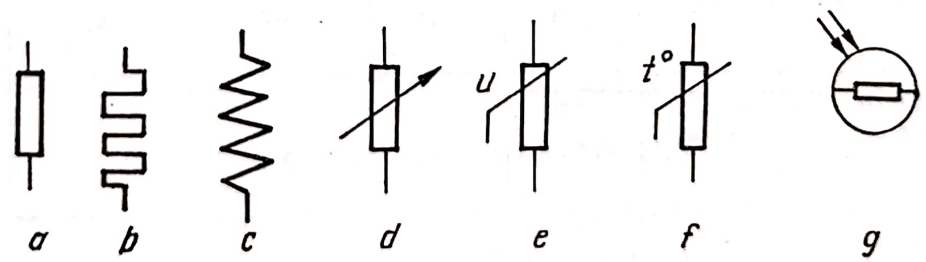



**Fig. 2.1.** Simboluri grafice utilizate pentru reprezentarea schematică a rezistoarelor:

*a* — rezistor fix (simbol preferat); *b,c* — rezistoare fixe (simboluri tolerate); *d* — rezistor variabil; *e* — varistor; *f* — termistor; *g* — fotorezistor.



Scanned with OKEN Scanner

## 2.2. PRINCIPII FUNDAMENTALE ÎN CONSTRUCȚIA ȘI TEHNOLOGIA REZISTOARELOR FIXE

Un rezistor fix este constituit din suport izolant, element rezistiv și terminale.

### 2.2.1. ELEMENTUL REZISTIV

Ca elemente rezistive pot fi utilizate: conductoare, pelicule sau mase compacte din materiale de înaltă rezistivitate.

*Conductoarele metalice* utilizate pentru fabricarea *rezistoarelor bobinate* sînt caracterizate prin: rezistivitate cît mai mare, coeficient de temperatură al rezistivității minim posibil, tensiune electromotoare în raport cu cuprul cît mai scăzută, temperatură ridicată de topire (pentru materialele utilizate în construcția rezistoarelor de puteri mari).

Acestor cerințe le răspund într-o măsură mai mare sau mai mică aliajele pe bază de cupru, nichel, crom, cobalt, fier, mangan etc. În tabelul 2.1 sînt prezentate comparativ cîteva caracteristici ale principalelor aliaje utilizate în fabricarea rezistoarelor bobinate.

Elementul rezistiv al *rezistoarelor peliculare* constă dintr-o *peliculă rezistivă*, de grosime variind între 0,001—100 μm, din carbon aglomerat, carbon cristalin, bor-carbon, straturi subțiri metalice sau din oxizi metalici.

TABELUL 2.1

**Caracteristici ale aliajelor utilizate pentru fabricarea rezistoarelor bobinate**

| Aliaj | Manganin | Constantan | Kanthal | Nikrothal | Crom-nichel |
|---|---|---|---|---|---|
| Compoziție | Ni = 4%<br>Cu = 84%<br>Mn = 12% | Ni = 45%<br>Cu = 55% | Fe = 75%<br>Cr = 20%<br>Al = 4,5%<br>Co = 0,5% | Ni = 75%<br>Cr = 17%<br>Mn, Si } 8% | Ni = 80%<br>Cr = 20% |
| Rezistivitatea [Ω mm²/m] | 0,42 | 0,5 | 1,35 | 1,33 | 1,15 |
| Coeficientul de temperatură [$10^{-6}$/°C] | ±15 | ±20 | ±20 | ±20 | 130 |
| Temperatura maximă de utilizare [°C] | 100 | 535 | 150 | 230 | 1000 |
| Tensiunea termoelectromotoare de contact, raportată la cupru [μV/°C] | 2 | 43 | 3,5 | 2 | — |
| Rezistența la tracțiune [Kgf/mm²] | 40...55 | 40...50 | 80...110 | 110...140 | 92 |
| Densitatea [g/cm³] | 8,4 | 8,9 | 7,2 | 8,1 | 8,4 |



Scanned with OKEN Scanner

*Peliculele rezistive din carbon aglomerat* sînt realizate pe baza amestecului a două materiale: unul cu rezistivitate mică (pe bază de negru de fum sau grafit) și un al doilea de rezistivitate mare (pe bază de oxizi metalici semiconductori), utilizîndu-se ca liant rășinile fenolformaldehidice.

Comparativ cu celelalte tipuri de rezistoare peliculare, cele cu peliculă de carbon aglomerat au ca avantaje: tehnologie de fabricație mai simplă, preț de cost mai redus, capacitate de a suporta suprasarcini. Dezavantajele lor sînt: tensiune electromotoare de zgomot mai mare și coeficient de îmbătrînire pronunțat.

*Peliculele rezistive din carbon cristalin* se obțin prin piroliza (descompunerea termică) a unei hidrocarburi saturate (metan, benzen etc.) în vid sau în atmosferă inertă, grosimea peliculelor fiind de aproximativ 0,1 μm. Structura cristalină prezintă o mai bună stabilitate în timpul depozitării și utilizării, comparativ cu peliculele de carbon aglomerat.

*Peliculele rezistive din bor-carbon* sînt obținute prin piroliza unor compuși organici ai borului. Aceste pelicule au un coeficient de temperatură mai mic decît al celor de carbon cristalin.

*Peliculele metalice* sînt formate dintr-un strat foarte subțire de metal sau aliaje metalice ca nichrome (Ni, Cr, Fe) monel (Ni, Cu) ș.a. care în urma evaporării și depunerii în vid își păstrează compoziția neschimbată. Față de metalele pure, aliajele prezintă avantajul unor rezistivități mai mari.

*Peliculele din oxizi metalici*, cele mai utilizate fiind cele din bioxid de staniu ($SnO_2$), sînt depuse prin hidroliză sau prin pulverizare pe un suport dielectric. Grosimea acestor pelicule variază între 0,2 și 1 μm.

*Peliculele* obținute prin tehnologiile *straturilor subțiri* și *straturilor groase* permit realizarea rezistoarelor, ca și a altor componente pasive atît de-sine-stătătoare, cît și în cadrul circuitelor hibride. Aceste tehnologii sînt tot mai des utilizate în ultimul timp, în contextul miniaturizării componentelor electronice.

În tabelul 2.2 sînt prezentate comparativ caracteristicile unor materiale utilizate pentru realizarea peliculelor rezistive.

TABELUL 2.2

**Caracteristici ale unor materiale utilizate pentru fabricarea rezistoarelor peliculare**

| Material | CrSiO | $SnO_2$ | Ta | Cermet |
|---|---|---|---|---|
| $R_\square$ (valori uzuale) [Ω] | 1000 | 25... 1000 | 50... 500 | 1... $10^4$ |
| Coeficient de temperatură [$10^{-6}$/°C] | ±100 | ±500 | ±200... ±5 000 | −200... +500 |

## 2.2.2. SUPORTUL IZOLANT

Suporturile izolante utilizate se caracterizează printr-o rezistență mecanică ridicată, o bună conductibilitate termică și proprietăți nehigroscopice.

În cazul *rezistoarelor bobinate* suportul izolant poate fi realizat din *pertinax* (pentru rezistoare de putere mică, a căror temperatură de regim nu depășește 50—60°C), *sticlă* (pentru rezistoare ce lucrează la temperaturi



Scanned with OKEN Scanner

depășind 100°C), *mică*, *micanită* (pentru rezistoare speciale care funcționează la temperaturi de 200—300°C). În prezent, în majoritatea cazurilor se utilizează *suporturi ceramice*.

Suportul *rezistoarelor peliculare* trebuie să satisfacă unele condiții mult mai severe decît în cazul rezistoarelor bobinate. Pe lîngă o bună rezistență mecanică și stabilitate termică și chimică, se impune o suprafață uniformă, curată, fără pori, în scopul unei bune aderențe a peliculei depuse și un coeficient de dilatare termică apropiat de al peliculei. Suportul se realizează din materiale cu permitivitate dielectrică și pierderi dielectrice mici, pentru a nu se înrăutăți comportarea rezistorului cu frecvența.

Suportul izolant poate avea o formă constructivă cilindrică, tubulară sau paralelipipedică.

*Substraturile izolante* pentru rezistoarele realizate prin tehnologia *straturilor subțiri*, se realizează din *materiale ceramice, sticle ș.a.*, iar în cazul celor realizate prin tehnologia *straturilor groase, din alumină, steatită* ș.a.

## 2.2.3. TERMINALELE

Orice rezistor trebuie să fie prevăzut cu *terminale* metalice, avînd o bună conductibilitate electrică, care se fixează la extremitățile corpului rezistorului și servesc pentru conectare în montaje. Diametrele preferențiale ale terminalelor rezistoarelor sînt 0,4; 0,5; 0,6; 0,8 și 1 mm [1].

În cazul *rezistoarelor bobinate*, terminalele pot fi de tip colier, strînse cu șurub și piuliță — în cazul rezistoarelor neprotejate (fig. 2.2, *a*), de formă inelară — în cazul rezistoarelor tropicalizate (fig. 2.2, *b*) sau de formă axială — în cazul rezistoarelor de precizie (fig. 2.2, *c* și *d*).

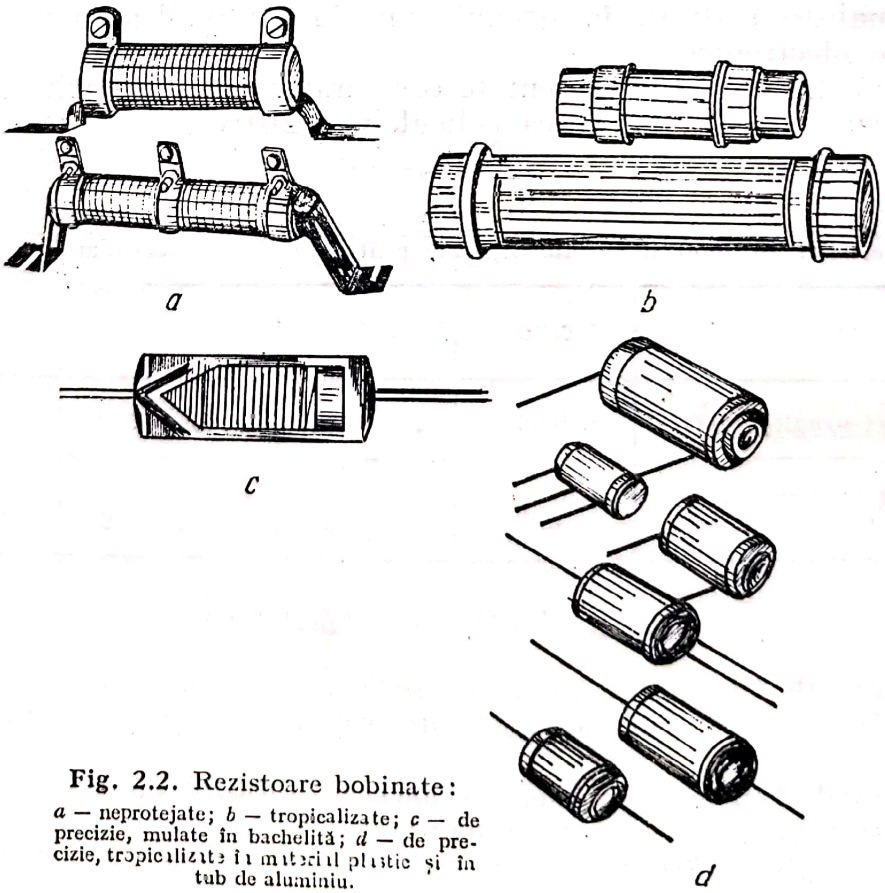



**Fig. 2.2.** Rezistoare bobinate:
*a* — neprotejate; *b* — tropicalizate; *c* — de precizie, mulate în bachelită; *d* — de precizie, tropicalizate în material plastic și în tub de aluminiu.



Scanned with OKEN Scanner

Terminalele *rezistoarelor peliculare* pot fi: axiale cu căpăcel (fig. 2.3, *a*), asamblate prin presare; radiale cu căpăcel (fig. 2.3, *b*), fixate prin sudură; radiale cu guler (fig. 2.3, *c*), fixate prin presare; axiale lipite (fig. 2.3,*d*), utilizate la rezistoarele cu capete metalizate; axiale încastrate (fig. 2.3, *e*), utilizate pentru rezistoare de volum.

Terminalele sînt realizate din cupru (în cazul terminalelor axiale lipite sau încastrate), cupru cositorit (pentru terminalele inelare), alamă sau oțel (pentru terminalele axiale cu căpăcel) și din alte materiale conductoare.

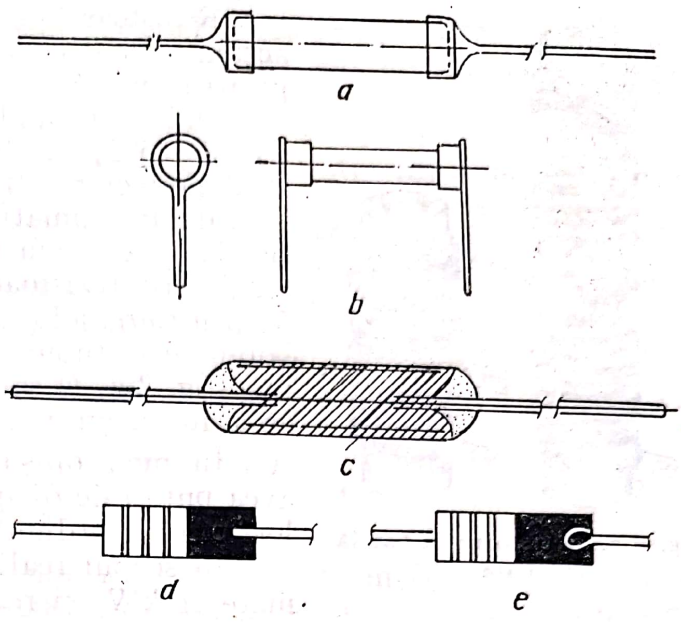



**Fig. 2.3.** Tipuri de terminale:
*a* — axiale cu căpăcel; *b* — radiale cu căpăcel; *c* — radiale cu guler; *d* — axiale lipite; *e* — axiale încastrate.

Pentru a se asigura un contact cît mai bun între elementul rezistiv și terminale, capetele rezistoarelor peliculare se acoperă cu o masă de rezistivitate foarte mică printr-o operație de grafitare, argintare sau metalizare.

În cazul *rețelelor rezistive* realizate prin tehnologiile straturilor subțiri sau straturilor groase sînt utilizate capsule de tipul celor prezentate în tabelul 2.3, asigurîndu-se o densitate mare de montare a componentelor, deosebit de utilă în condițiile microminiaturizării circuitelor.

## 2.2.4. TEHNOLOGIA REZISTOARELOR BOBINATE

În scopul realizării rezistoarelor bobinate se utilizează mașini de bobinat cu oprire automată după un număr prescris de spire. De obicei, pentru a se evita scurtcircuitele între spire, pasul bobinării se alege de aproximativ 1,5 — 3 ori mai mare decît diametrul conductorului.

Bobinarea conductorului pe suportul izolant cu ajutorul mașinilor automate trebuie executată cu grijă deoarece caracteristicile electrice ale conductoarelor și implicit ale rezistoarelor, pot fi influențate de factori ca: tensiunea mecanică în conductor, diametrul și coeficientul de dilatare al suportului izolant etc.

În scopul realizării rezistoarelor bobinate „neinductive" se utilizează bobinajul Ayrton-Perry (fig. 2.4) constînd din două conductoare înfășurate în sensuri inverse și legate în paralel; datorită acestei dispuneri fluxurile produse de curenții care parcurg cele două înfășurări sînt în opoziție, ceea ce conduce la o valoare foarte scăzută a inductanței rezultante.

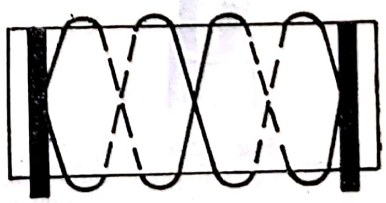


**Fig. 2.4.** Bobinaj Ayrton-Perry

Fixarea terminalelor la extremitățile suporturilor se poate face în diferite moduri, așa cum este arătat în figura 2.2.

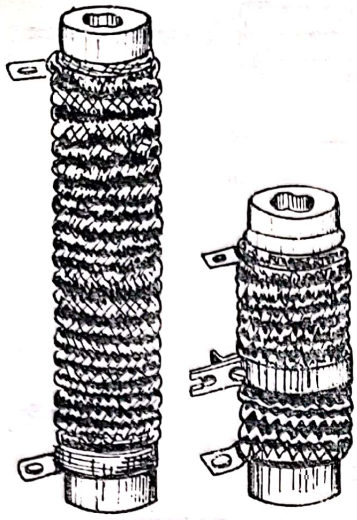


Fig. 2.5. Rezistoare cu bandă ondulată.

Rezistoarele bobinate pot fi protejate contra acțiunii agenților externi (umiditate, climat tropical) prin: *lăcuire*, în care caz temperatura superficială în timpul utilizării nu trebuie să depășească 125°C; *vitrificare* adică acoperirea cu un strat protector vitrificat în cuptor la o temperatură de aproximativ 1000°C, temperatura superficială în serviciu continuu ajungînd la 275°C, iar pentru rezistoare speciale chiar la 400°C; *tropicalizare*, adică prin introducerea rezistoarelor bobinate în tuburi de sticlă astupate prin fuziune (fig. 2.2, *b*) sau tuburi de porțelan astupate cu ajutorul unui ciment necombustibil.

În mod obișnuit, rezistoarele bobinate pot avea puteri de disipație de pînă la 500 W și valori pînă la ordinul zecilor de kiloohmi.

În scopul realizării rezistoarelor de putere mare (1 kW) și rezistență mică (ohmi) se pot utiliza *benzi conductoare*, uneori *ondulate*, ceea ce asigură o ventilație mai bună și o fixare mai rigidă (fig. 2.5). Aceste rezistoare se protejează prin vitrificare.

## 2.2.5. TEHNOLOGIA REZISTOARELOR PELICULARE

*Depunerea peliculei rezistive* pe suportul izolant se poate face prin:

— *pulverizare* (fig. 2.6) sau *turnare* cu peniță (fig. 2.7) sau dintr-o baie rezervor (în cazul rezistoarelor cu peliculă din carbon aglomerat);

— *reacția de piroliză a unei hidrocarburi saturate* în vid sau în atmosferă inertă (în cazul rezistoarelor cu peliculă de carbon cristalin);

— *reacția de piroliză a unor compuși ai borului* (în cazul rezistoarelor cu peliculă de bor-carbon);

— *evaporare în vid sau pulverizare catodică* (în cazul rezistoarelor cu peliculă metalică sau din oxizi metalici).

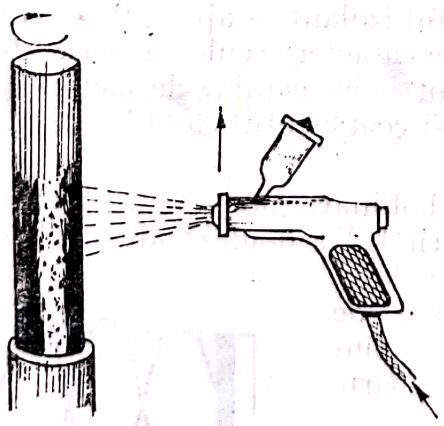


Fig. 2.6. Depunerea peliculei de carbon prin pulverizare pe suportul izolant.

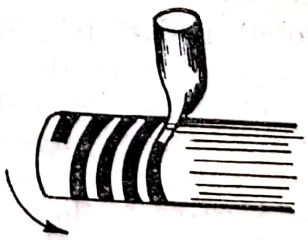


Fig. 2.7. Depunerea peliculei de carbon prin turnare cu peniță pe suportul izolant.



Scanned with OKEN Scanner

În scopul asigurării unei bune robusteți mecanice și aderențe a stratului rezistiv pe suport, depunerea peliculei rezistive este urmată de un tratament termic (polimerizare).

Deoarece, pentru rezistoarele cu peliculă din carbon cristalin și cele cu peliculă metalică, tehnologic nu este posibilă obținerea unor rezistențe de valori mari prin depunere directă, se preferă să se obțină, prin depunerea inițială, rezistențe de valoare mai mică, care apoi să poată fi crescute prin *filetare* (*spiralizare*). Spiralizarea constă în tăierea cu ajutorul unor discuri abrazive dure din carbură de siliciu sau diamant a unui canal elicoidal pe suprafața rezistorului, suficient de adînc pentru întreruperea căilor axiale de curent (fig. 2.8). Coeficientul de spiralizare $K$ este definit ca raportul dintre rezistența $R_2$ a rezistorului spiralizat și $R_1$ a rezistorului nespiralizat:

$$K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{\pi D^2 + p^2}{lp} \approx \frac{\pi^2 D^2}{p\,(p-c)}, \qquad (2.1)$$

unde mărimile geometrice au semnificațiile ilustrate în fig. 2.8, *b*. Se pot realiza valorile lui $K$ pînă la 1000. În practică se iau $p = 0{,}5 - 5$ mm și $c = 0{,}2 - 0{,}6$ mm. Pierderile de suprafață prin spiralizare trebuie să fie de cel mult 30%, pentru a nu se micșora excesiv puterea de disipație admisibilă.

Pentru a se îmbunătăți comportarea rezistoarelor spiralizate la înaltă frecvență, se utilizează procedee speciale de realizare a canalului, astfel încît să apară căi de curent apropiate, axiale (fig. 2.8, *c*) sau circulare (fig. 2.8, *d*), prin care circulă curentul în sensuri inverse, compensîndu-se efectul de inductanță.

Protecția rezistoarelor peliculare împotriva factorilor ambianței se realizează prin închiderea într-un manșon protector din lac dielectric sau rășini, sau prin închiderea rezistorului în tuburi metalice etanșe, cu treceri prin sticlă pentru terminale, ceea ce asigură o protecție superioară.

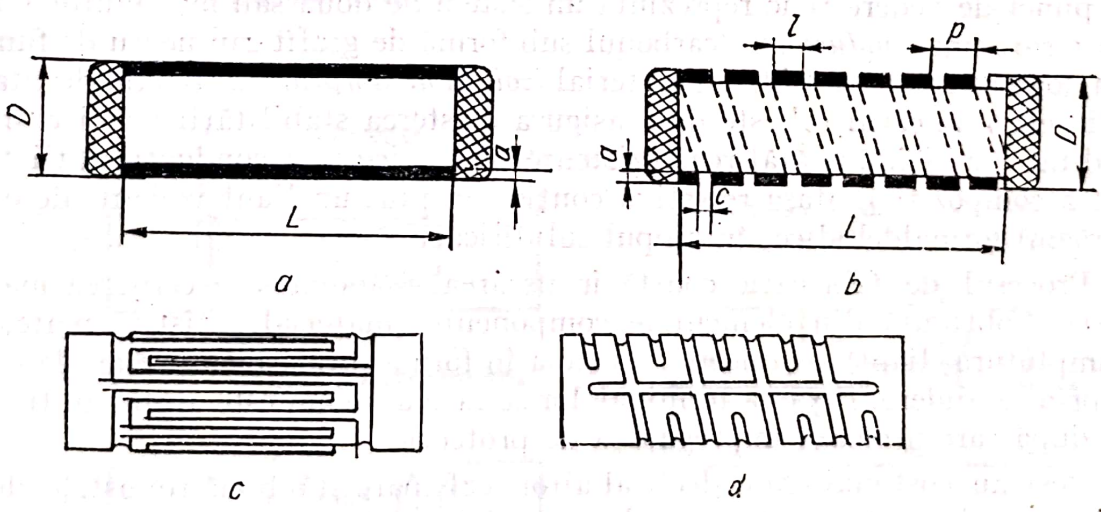



**Fig. 2.8.** Procesul de spiralizare:
*a* — rezistor nespiralizat; *b* — rezistor spiralizat; *c,d* — rezistoare spiralizate pentru înaltă frecvență.

În figura 2.9 este indicată o secțiune printr-un rezistor cu *peliculă metalică* evidențiindu-se modul de realizare a elementului rezistiv spiralizat, fixarea terminalelor și protecția rezistorului.



Scanned with OKEN Scanner

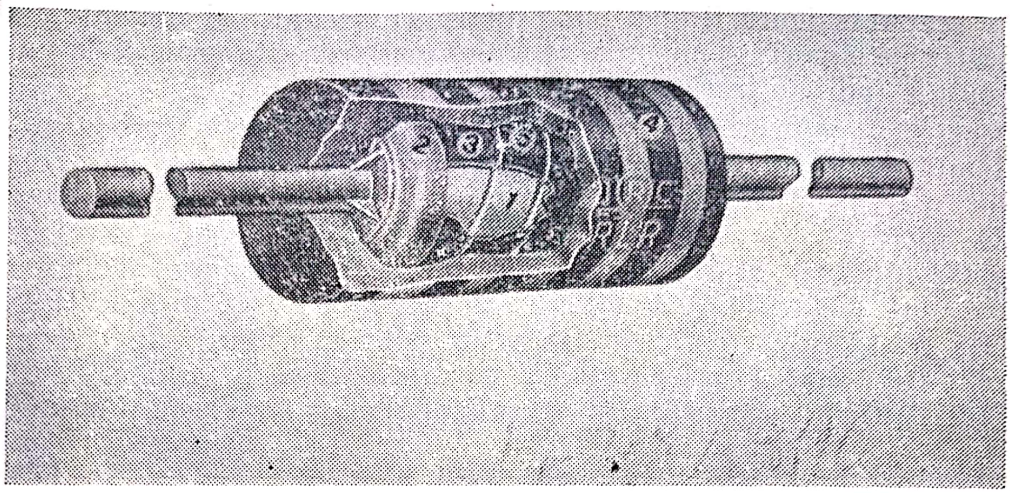


**Fig. 2.9.** Structura unui rezistor cu peliculă metalică:
1 — suport izolant ceramic; 2 — terminal lipit, pentru a asigura un contact electric optim și o bună rezistență termică; 3 — peliculă rezistivă metalică; 4 — compound de protecție a peliculei rezistive; 5 — spiralizarea peliculei rezistive.

Comparativ cu rezistoarele bobinate, cele peliculare pot avea valori mult mai mari ale rezistenței nominale, o comportare mai bună cu frecvența și un cost mai redus, deoarece tehnologia de fabricație permite obținerea unor serii mari. Prezintă însă dezavantajul unui coeficient de temperatură și a unei tensiuni electromotoare de zgomot mai mari.

## 2.2.6. TEHNOLOGIA REZISTOARELOR DE VOLUM

Elementul rezistiv este constituit de întreaga masă a rezistorului, care din punct de vedere fizic reprezintă un sistem de două sau mai multe faze, dintre care una *conductoare* (carbonul sub formă de grafit sau negru de fum), iar a doua constituită dintr-un material *izolant de umplutură* (bioxid de titan, caolin etc.), al cărui rol este de a asigura creșterea stabilității termice și la umiditate ca și îmbunătățirea rezistenței mecanice și a conductivității termice a compoziției. Masa rezistivă conține în plus un liant izolant, de obicei rășini formaldehidice, în scopul solidificării.

Procesul de fabricație constă în uscarea, măcinarea și cernerea masei rezistive obținută din elementele componente (material rezistiv, material de umplutură, liant) și aducerea acesteia în formă solidă prin presare la cald sau prin extrudere. Fixarea terminalelor se face așa cum este arătat în figura 2.3, după care urmează impregnarea de protecție.

Deși au cost mai redus decît al altor rezistoare și o bună robustețe electrică și termică, rezistoarele de volum prezintă o serie de dezavantaje importante cum ar fi valorile ridicate ale tensiunii electromotoare de zgomot și ale coeficientului de temperatură, ca și dificultatea stăpînirii toleranțelor în procesul de producție ceea ce conduce la o dispersie mare a valorilor rezistenței nominale; de aceea, ele tind tot mai mult să fie înlocuite de alte tipuri de rezistoare (a se vedea în acest sens și figura 2.28).



Scanned with OKEN Scanner

## 2.2.7. TEHNOLOGII DE MICROMINIATURIZARE A REZISTOARELOR

În contextul microminiaturizării componentelor și montajelor electronice, tendința constă în realizarea rezistoarelor într-o formă miniaturizată, compatibilă cu a componentelor electronice active. În acest scop se utilizează *tehnologia straturilor subțiri* (*TSS*) și *tehnologia straturilor groase* (*TSG*). Pe baza acestor tehnologii pot fi realizate rezistoare și rețele rezistive, precum și rezistoarele din cadrul circuitelor hibride.

Grosimea peliculelor rezistive realizate prin TSS este sub 5 μm (de obicei de ordinul a 100—30.000 Å), pe cînd a celor realizate prin TSG este de 10 — 50 μm.

*Peliculele rezistive realizate prin TSS* se obțin prin condensarea vaporilor materialului de depunere pe un substrat solid și inert din punct de vedere electric. Ca *suporturi izolante* cele mai bune rezultate au dat sticlele speciale care nu conțin sodiu și sulf și au în compoziție plumb în scopul reducerii mobilității ionilor alcalini.

Pentru realizarea *peliculei rezistive* propriu-zisă se utilizează crom-nichelul (Ni-Cr), tantalul (Ta), nitrura de tantal ($TaN_2$) ș.a.

Un rezistor obținut prin TSS se prezintă ca o bandă rezistivă cu grosimea foarte mică, avînd diferite forme geometrice, aflată, împreună cu terminalele, pe suprafața plană a substratului pasiv din punct de vedere electric (fig. 2.10).

Realizarea rezistoarelor de precizie prin TSS implică următoarele etape tehnologice principale:

a) *Depunerea stratului rezistiv și a contactelor*, operație de mare însemnătate, deoarece de proprietățile stratului obținut depinde direct calitatea viitorului rezistor pelicular. În acest scop se utilizează în principal evaporarea în vid înalt (recomandată în cazul Ni-Cr și a cermet-urilor), pulverizarea catodică în plasma unui gaz inert (recomandată în cazul Ta și $TaN_2$) precum și alte procedee.

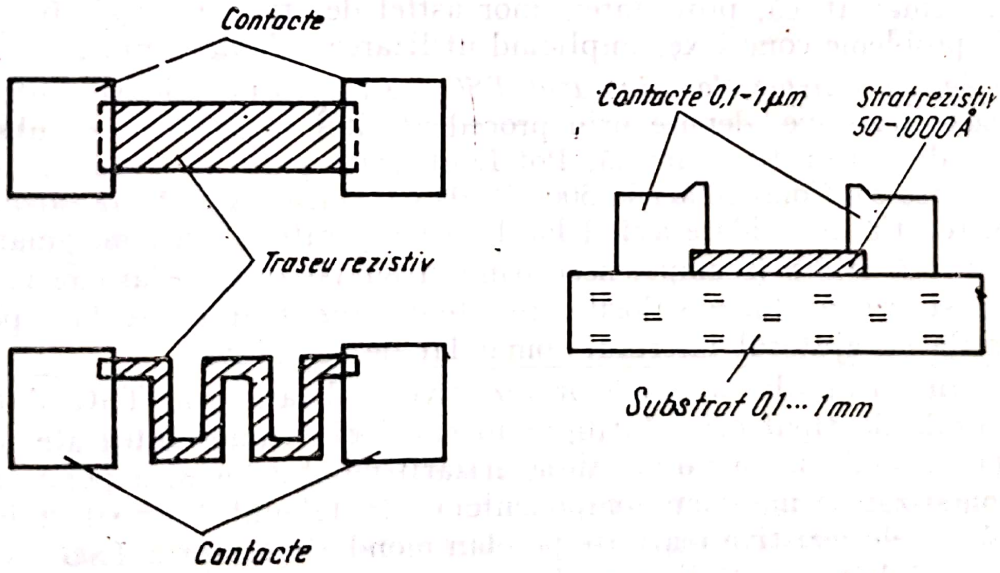



**Fig. 2.10.** Rezistoare realizate prin tehnologia straturilor subțiri.

b) *Definirea formelor geometrice*, operație prin care se realizează conturul geometric al viitorului rezistor; aceasta se poate obține fie printr-o acoperire care asigură depunerea peliculei rezistive numai pe porțiunile dorite (*mascare*), fie prin îndepărtarea materialului depus din locurile nedorite (*gravare selectivă*) utilizînd în acest scop fasciculul laser comandat de un calculator programat. În general, pentru obținerea formei finale a traseului rezistiv și a contactelor operațiile de depunere și de definire a formelor sînt repetate de mai multe ori.

c) *Ajustarea valorii rezistenței*, operație care se face în scopul obținerii toleranței finale scăzute (de obicei sub 1%). Această operație se poate face individual sau în bloc, prin ajustarea simultană a tuturor rezistențelor cuprinse pe un substrat, urmărindu-se obținerea unei anumite valori nominale precise sau a unui raport între două sau mai multe rezistoare ale unui circuit. Operațiile de ajustare diferă ca principiu după natura materialului rezistiv utilizat și nu permit reglarea decît într-un anumit sens, astfel încît la proiectarea parametrilor constructivi ai rezistenței este necesar să se cunoască și detaliile procesului de ajustare.

d) *Stabilizarea valorii*; această operație reprezintă, de obicei, o îmbătrînire accelerată a rezistoarelor peliculare, avînd ca rezultat stabilizarea valorii rezistenței.

e) *Incapsularea*, operația finală, prin care se protejează atît partea activă a rezistorului pelicular, cît și substratul, de influența ulterioară a diferiților agenți fizici sau chimici.

În prezent rezistoarele și rețelele rezistive realizate prin TSS sînt tot mai mult utilizate, mai ales în aplicațiile profesionale, datorită unor avantaje majore, printre care: precizie foarte mare de realizare a valorii nominale, stabilitate deosebită în timp și cu temperatura, posibilitatea utilizării la frecvențe foarte înalte ș.a.

Această tehnologie este deosebit de avantajoasă în cazul realizării rețelelor rezistive, deoarece toate rezistoarele din rețea se realizează simultan, în cadrul aceluiași proces tehnologic, asigurîndu-se comparativ cu rețelele rezistive din elemente discrete, un grad ridicat de miniaturizare, o reproductibilitate superioară a caracteristicilor electrice și termice, ca și posibilitatea unei micșorări simultane a elementelor parazite.

De remarcat că, proiectarea unor astfel de structuri rezistive pune o serie de probleme complexe, implicînd utilizarea calculatorului.

*Obținerea rezistoarelor, în cazul TSG*, se face prin arderea controlată a unor paste rezistive, depuse prin procedeul sitei serigrafice pe substraturi izolante, de obicei din alumină. Pot fi utilizate paste pe bază de *argint și paladiu* (arse controlat în aer la 500 — 800°C), *ruteniu și oxid de ruteniu* (mai stabile, reacția de oxidare avînd loc la o temperatură mult mai mare), *iridiu și oxid de iridiu* (scumpe, necesitînd și temperaturi de ardere ridicate). Și în acest caz ajustarea valorilor rezistenței rezistoarelor se face pe scară industrială cu ajutorul laserului comandat de calculator.

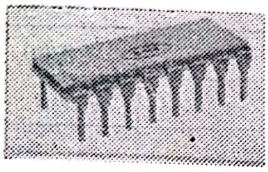
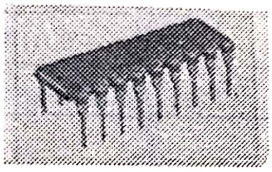
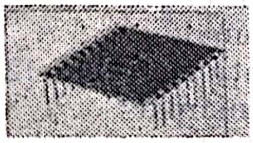
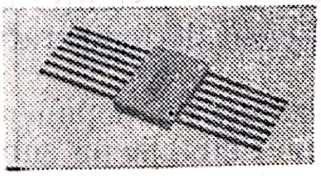
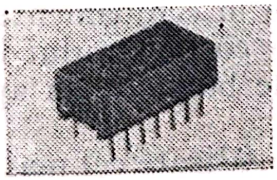
Pentru încapsularea rețelelor rezistive realizate prin TSG sînt utilizate capsule de tipul celor întîlnite în cazul circuitelor integrate, ceea ce prezintă avantaje în privința miniaturizării montajelor și a posibilităților de automatizare a montării componentelor. În tabelul 2.3 au fost indicate tipuri de rețele rezistive realizate pe plan mondial [23] prin TSG, evidențiindu-se modul încapsulării și unele performanțe.



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 2.3

**Rețele rezistive realizate prin tehnologia straturilor groase**

| Nr. crt. | Rețea rezistivă | Puterea maximă admisibilă | Gama de valori | Toleranță minimă |
|---|---|---|---|---|
| 1 |  | 0,125 W/rezistor | 10 Ω... 1 MΩ | ±2% |
| 2 |  | 0,1 W/rezistor | 10 Ω... 1 M Ω | ± 1% |
| 3 | | 0,125 W/rezistor | 10 Ω... 1 MΩ | ± 1% |
| 4 |  | 0,1 W/rezistor | 1;5;10 sau 20 k Ω | ±5% |
| 5 |  | 0,1 sau 0,2 W/rezistor | 20 Ω... 1 MΩ | ±2% |
| 6 |  | 0,1 W/rezistor | 10 Ω... 400 kΩ | ±0,5% |

Deși, așa după cum rezultă și din tabelul 2.4, rezistoarele realizate prin TSG nu ating în general performanțele celor realizate prin TSS (exceptînd tensiunea de zgomot care este mai mică pentru rezistoarele realizate prin TSG), ele sînt avantajoase datorită unei tehnologii mai simple și implicit a unui cost mai redus.



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 2.4

**Comparație între performanțele actuale ce pot fi obținute prin tehnologiile straturilor subțiri și straturilor groase**

| Parametru | Straturi groase | Straturi subțiri |
|---|---|---|
| Toleranță | 0,5% | 0,025% |
| Toleranță de ajustaj | ±1% | ±0,001% |
| Coeficient de temperatură ($10^{-6}$/°C) | ±50 | <0,5 |
| Rezistivitate | 100 kΩ/□... ... 10 MΩ/□ | 18...250 Ω/□ |
| Putere admisibilă | 16...32 W/cm² | 0,5 W/cm² |
| Deriva valorii după 20 000 ore de funcționare | ±0,6% | ±0,01% |
| Costul pentru producția de serie | redus | mediu → ridicat |

## 2.3. PRINCIPII FUNDAMENTALE ÎN CONSTRUCȚIA ȘI TEHNOLOGIA REZISTOARELOR VARIABILE (POTENȚIOMETRE)

*Potențiometrele* sînt rezistoare a căror rezistență electrică poate fi variată continuu sau în trepte, prin deplasarea rectilinie, circulară sau elicoidală a unui contact mobil (*cursor*) pe suprafața unui *element rezistiv* (bobinat, pelicular etc.) delimitat de două contacte terminale.

În figura 2.11 se prezintă clasificarea potențiometrelor [2]. Astfel, *după modul realizării elementului rezistiv*, sînt de remarcat:

— *potențiometrele bobinate* (fig. 2.12) realizate prin înfășurarea unui conductor metalic de rezistivitate ridicată pe un suport izolant; ca formă pot fi rectilinii sau circulare și au valori nominale ale rezistenței cuprinse între 100 Ω și 50 kΩ. Prezintă avantajul unui coeficient de temperatură scăzut, putînd fi utilizate la puteri relativ ridicate;

— *potențiometrele peliculare* (fig. 2.13) realizate prin depunerea unei pelicule rezistive (carbon aglomerat, metalică, cermet etc.) pe un suport izolant prin procedee fizico-chimice complexe; au valori nominale cuprinse între 50Ω și 10 MΩ. Potențiometrele cu peliculă de carbon au un cost scăzut, dar și performanțele mai slabe, fiind utilizate în echipamentele de uz curent, pe cînd cele cu peliculă metalică, datorită coeficientului lor redus de temperatură, tind să înlocuiască potențiometrele bobinate în aplicațiile profesionale.

Dintre tipurile constructive de potențiometre utilizate cel mai frecvent în aparatura electronică se menționează:

— *potențiometrele simple* (fig. 2.14) care conțin un singur element rezistiv;

— *potențiometrele duble* (fig. 2.15) care conțin două elemente rezistive; în scopul reducerii influențelor reciproce între cele două elemente rezistive trebuie să se plaseze un ecran metalic. Potențiometrele duble contribuie la reducerea gabaritului aparaturii electronice;



Scanned with OKEN Scanner

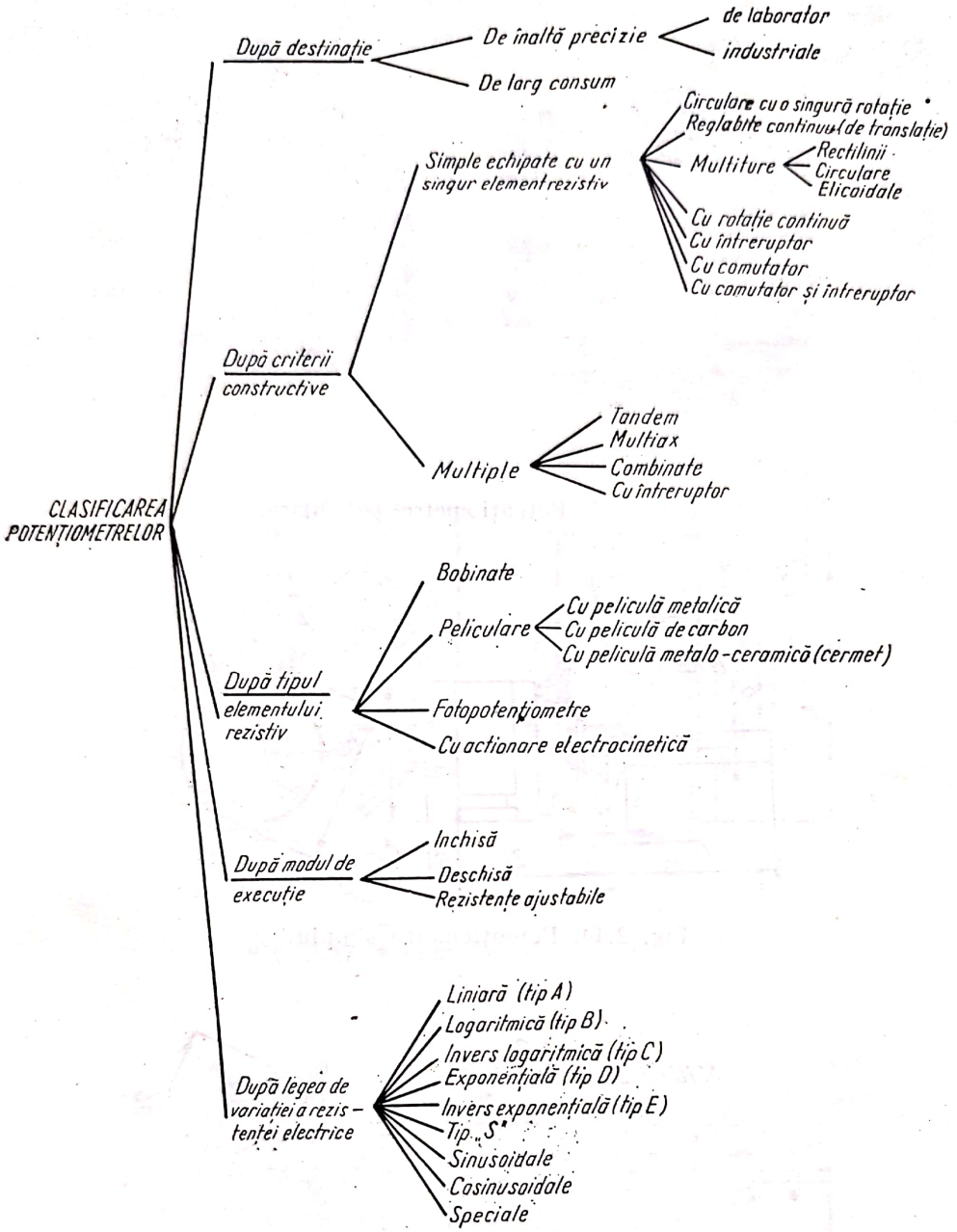



**Fig. 2.11.** Criterii de clasificare a potențiometrelor.

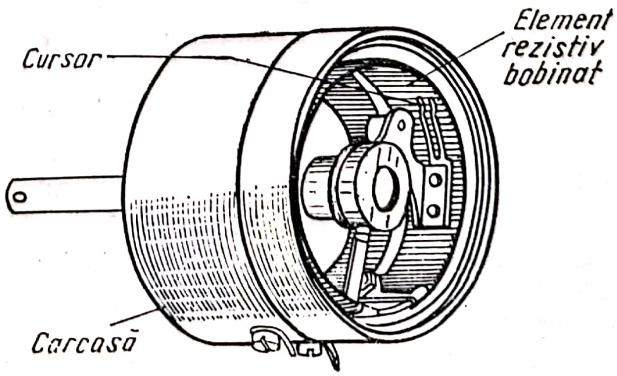



**Fig. 2.12.** Potențiometru bobinat.

Scanned with OKEN Scanner

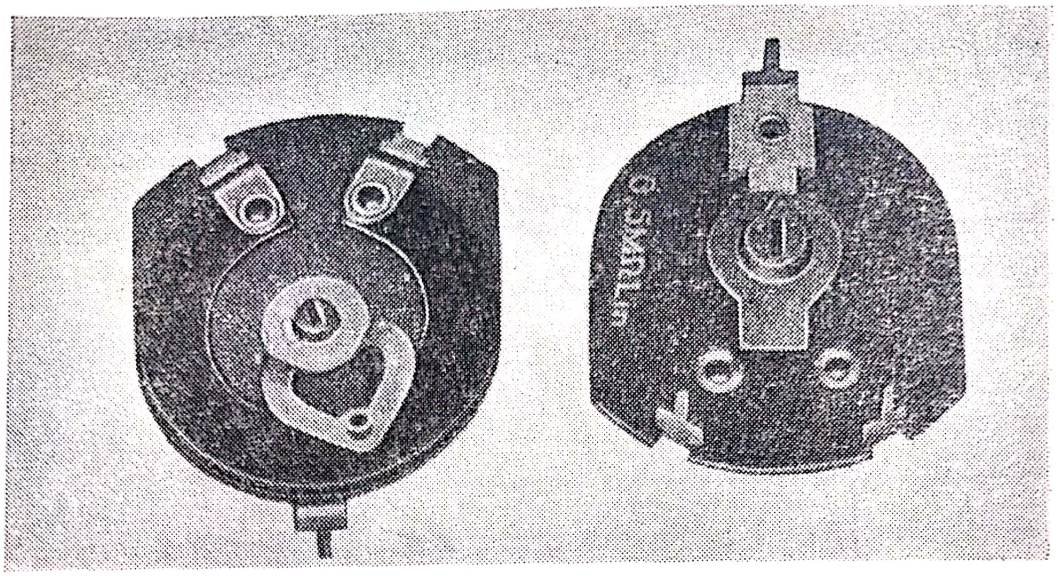


Fig. 2.13. Potențiometre peliculare.

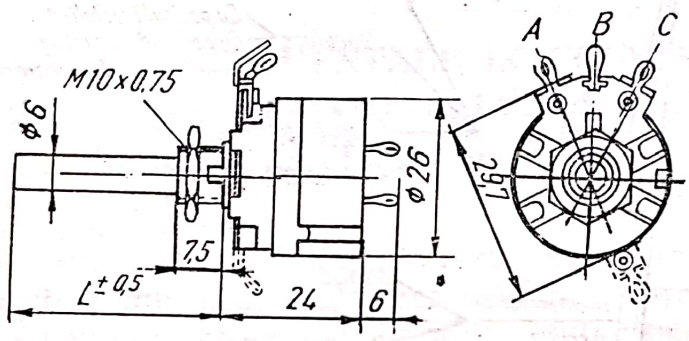



Fig. 2.14. Potențiometru simplu.

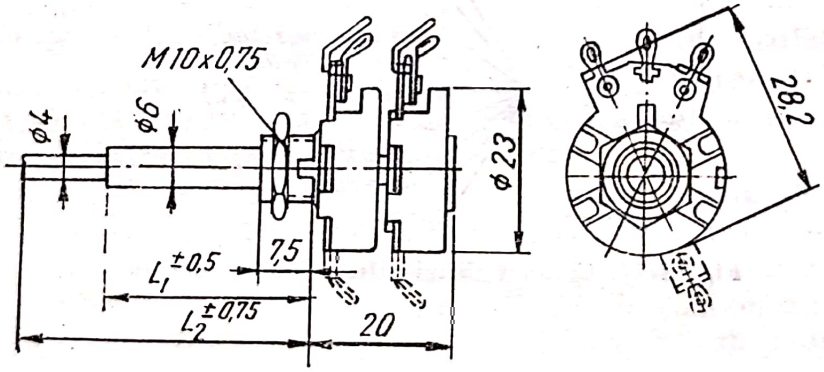



Fig. 2.15. Potențiometru dublu.

— *potențiometrele tandem* (fig. 2.16), potențiometre cu două sau mai multe secțiuni, comandate de un singur ax pe care sînt fixate cursoarele; sînt utilizate pentru reglarea simultană a două sau mai multe circuite;

— *potențiometrele miniatură* (tip buton) (fig. 2.17) avînd dimensiuni foarte reduse, ceea ce permite utilizarea lor ca dispozitive de reglaj a aparaturii electronice miniaturizate. În general sînt prevăzute cu întrerupătoare monopolare;

— *potențiometrele multitură cu vernier și înregistrarea turelor* (fig. 2.18).



Scanned with OKEN Scanner

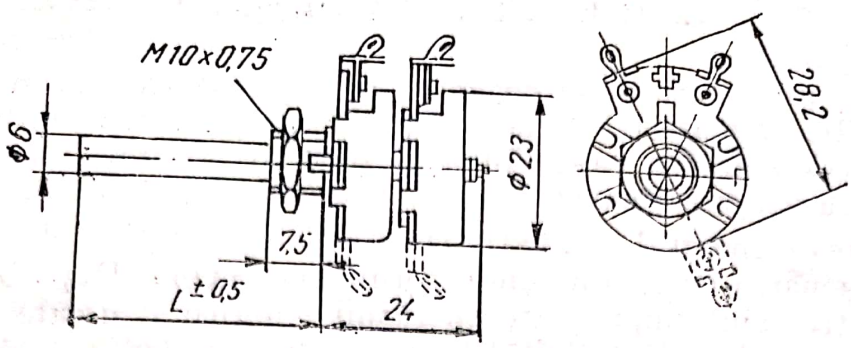



Fig. 2.16. Potențiometru tandem.

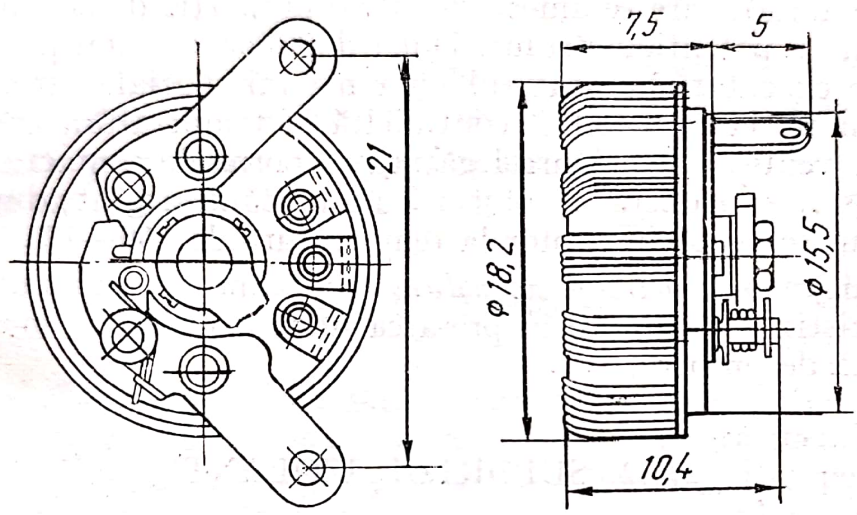



Fig. 2.17. Potențiometru miniatură.

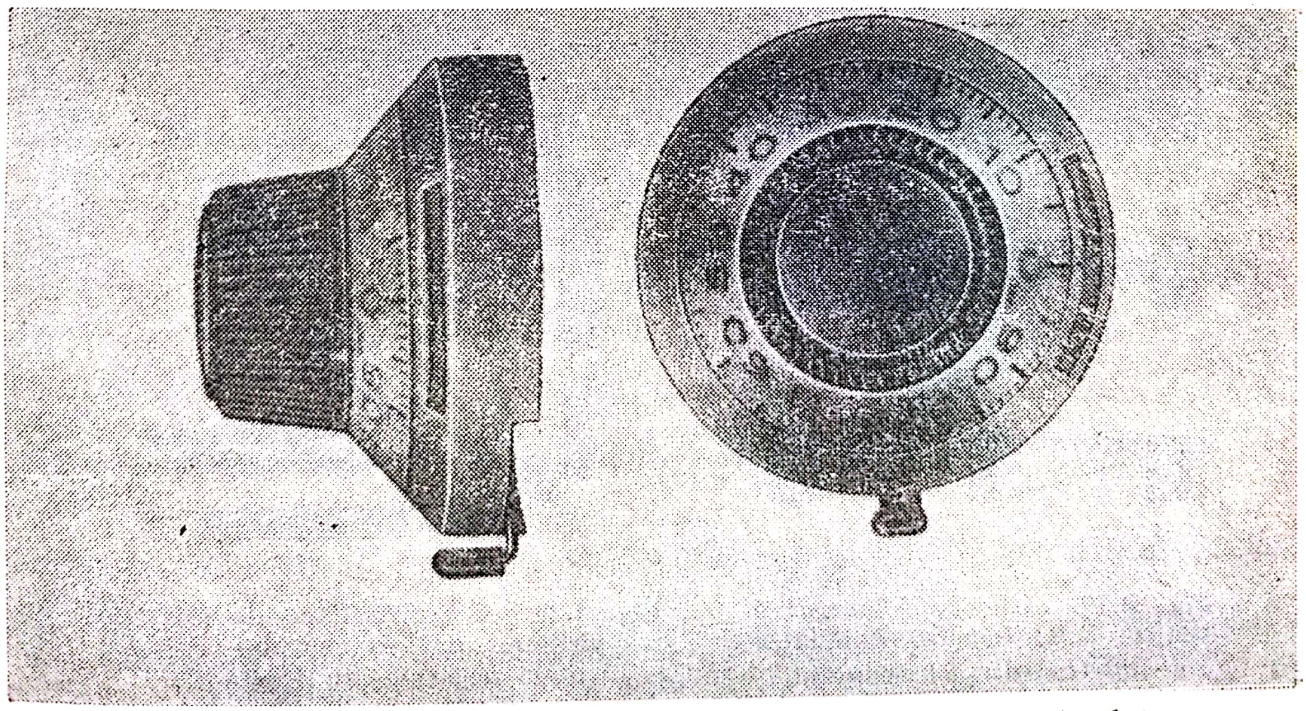


Fig. 2.18. Potențiometre multitură cu vernier și înregistrarea turelor.

Scanned with OKEN Scanner

## 2.3.1. ELEMENTUL REZISTIV

În cazul *potențiometrelor bobinate*, pentru realizarea elementelor rezistive, sînt utilizate materiale conductoare de înaltă rezistivitate: *manganin* (pentru potențiometre cu valori pînă la 2000 Ω), *nichrom* (pentru potențiometrele cu valori peste 2000 Ω precum și pentru cele de putere) etc.

Bobinarea elementului rezistiv constituie o operație delicată, trebuind realizată torsionarea corectă a conductorului pe suport. După bobinare, elementele rezistive sînt împregnate cu rășini fenolice și uscate în etuvă, în scopul fixării spirelor. Extremitățile conductorului bobinat sînt fixate cu coliere din alamă argintată, realizîndu-se astfel un bun contact cu bornele de ieșire.

Pentru *potențiometrele cu peliculă de carbon*, pelicula rezistivă este formată dintr-o combinație de două paste (una cu rezistivitate mare și alta cu rezistivitate redusă), care se amestecă într-o proporție determinată de rezistența nominală a potențiometrului. După depunerea pastei pe suportul izolant, operație executată cu ajutorul unor mașini speciale, urmează uscarea timp de 2 minute la 50 — 80°C, continuată la temperatura ambiantă timp de 2 — 5 ore. Pentru a se asigura legătura cu borna de contact, capetele elementului rezistiv se acoperă, de obicei, cu o pastă de argint; după depunere, pasta de argint se usucă în cuptor la temperatura de 160—170°C.

În cazul *potențiometrelor de volum* (actualmente mai puțin utilizate) elementul rezistiv se obține prin presarea unui amestec de materiale rezistive sub formă de pulbere.

## 2.3.2. SUPORTUL IZOLANT

Suportul izolant al potențiometrelor bobinate este ales în funcție de temperatura maximă de utilizare. Astfel, pentru potențiometrele de putere mică, la care temperatura nu depășește 70°C, se utilizează suporturi din per-

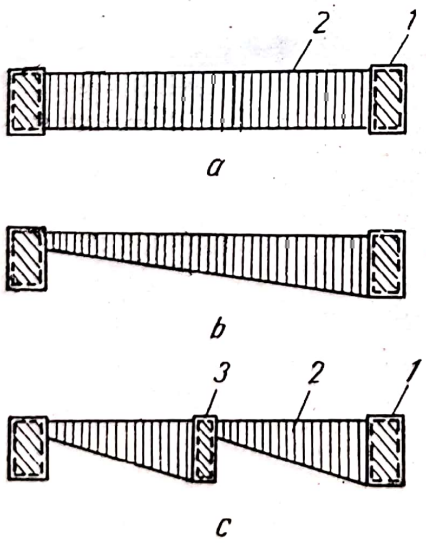



**Fig. 2.19.** Elemente rezistive pentru potențiometre bobinate:
*a* — dreptunghiular; *b* — trapezoidal;
*c* — dublu trapezoidal.

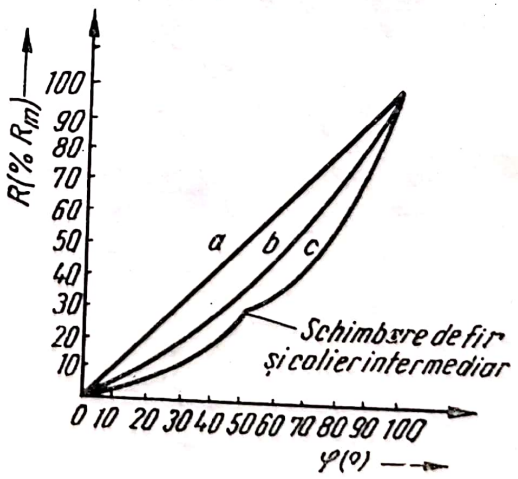



**Fig. 2.20.** Caracteristicile de variație a rezistenței potențiometrelor cu elementele rezistive din figura 2.19:
*a* — curbă liniară; *b* — curbă logaritmică;
*c* — curbă dublu logaritmică.



Scanned with OKEN Scanner

tinax subțire. În cazul potențiometrelor bobinate de putere mare, care lucrează pînă la 300°C, suportul se realizează din ceramică termorezistentă sau aluminiu (în acest caz, suportul se izolează de conductorul rezistiv prin foi de mică). Suportul metalic permite disiparea căldurii produse prin șasiu, ceea ce conduce la micșorarea gabaritelor.

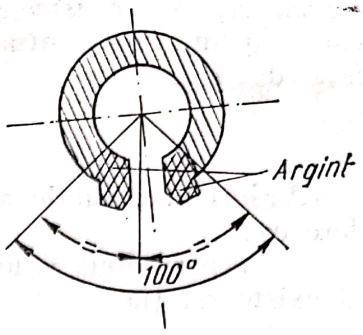


Fig. 2.21. Suport izolant din pertinax.

*Forma suportului* este determinată de legea de variație a rezistenței în funcție de unghiul de rotație. Astfel, pentru un suport de formă dreptunghiulară (fig. 2.19, *a*) rezistența variază liniar (fig. 2.20, *a*); pentru un suport trapezoidal (fig. 2.19, *b*) variația rezistenței este sensibil logaritmică (fig. 2.20, *b*), iar un suport dublu trapezoidal (fig. 2.19, *c*) permite obținerea unei variații aproape logaritmice (fig. 2.20, *c*).

Suporturile izolante ale potențiometrelor bobinate pot fi și de formă inelară, confecționate din plastic, pertinax, ceramică sau bachelită.

Suporturile potențiometrelor peliculare, de obicei în formă de potcoavă, sînt realizate din pertinax (fig. 2.21).

### 2.3.3. CURSORUL

În cazul *potențiometrelor bobinate* cursorul se face dintr-o lamă de oțel călit care poartă la capăt o perie de grafit sau bronz grafitat. Lama de oțel servește numai pentru a realiza presiunea necesară periei pe conductorul bobinat, iar pentru legătura electrică dintre perie și cealaltă extremitate a lamei cursorului se prevede o tresă de cupru.

Precauții speciale trebuie avute în vedere în cazul potențiometrelor de putere, legate de contactul suprafeței rezistive cu cursorul: intensitatea curentului fiind relativ mare, suprafața de contact și presiunea pe contact trebuie să fie suficient de mari.

În cazul *potențiometrelor peliculare* cursorul trebuie să îndeplinească trei condiții esențiale: să nu uzeze pelicula de carbon, să facă un contact sigur în toate pozițiile și să nu se oxideze. Cursorul se confecționează fie din bronz fosforos fie din aliaj de nichel, cupru și zinc, rezistent la uzură, din care se realizează și contactul central. Presiunea cursorului pe pelicula de contact trebuie să asigure un contact electric bun și o uzură minimă. Cursorul trebuie să fie izolat față de axul potențiometrului, acesta fiind întotdeauna legat la masă prin bucșa filetată.

## 2.4. CARACTERISTICILE REZISTOARELOR FIXE

Rezistoarele fixe sînt caracterizate din punct de vedere al funcționării de următoarele mărimi:

*Rezistența nominală și toleranța acesteia.* Datorită complexității și specificului procesului tehnologic de fabricație a rezistoarelor — pe scară industrială, în producție de masă — este dificil să se obțină chiar *valorile no-*

*minale* $R_n$ *ale rezistenței*; de aceea, aceste valori sînt însoțite de *toleranțe* care exprimă (procentual) abaterea maximă admisibilă a valorii reale $R$ față de $R_n$:

$$t = \pm \max \frac{|R - R_n|}{R_n}. \tag{2.2}$$

Valorile nominale ale rezistoarelor se aleg discontinuu, avînd în vedere ca:

— pentru două valori nominale consecutive dintr-o serie ($R_{n1} < R_{n2}$) să existe relația:

$$R_{n1}(1 + t) \geqslant R_{n2}(1 - t); \tag{2.3}$$

— toleranța din fiecare serie să fie independentă de valoarea nominală.

Îndeplinirea condițiilor de mai sus presupune ca valorile nominale să alcătuiască o progresie geometrică, avînd primul termen $R_0$ și rația $r$:

$$R_0,\ R_0 r,\ \ldots.,\ R_0 r^{n-1},\ R_0 r^n,\ \ldots \tag{2.4}$$

Valoarea toleranței va fi

$$t = \frac{r - 1}{r + 1}. \tag{2.5}$$

Conform recomandărilor Comitetului Electrotehnic Internațional (C.E.I.), seriile valorilor nominale ale rezistoarelor alcătuiesc progresii geometrice în domeniile 1—10Ω, 10—100 Ω etc. [22]. Practic este suficient să se determine valorile nominale ale rezistoarelor din gama 1—10Ω, pentru celelalte game utilizîndu-se multipli zecimali ai acestor valori.

Numărul de valori $n$ dintr-o clasă de toleranță este dat de ecuația:

$$\frac{(1 + t)^n}{1 - t} = 10. \tag{2.6}$$

Soluția ecuației (2.6) este, de obicei, fracționară, de aceea valoarea lui $n$ obținută este rotunjită la valoarea întreagă imediat superioară. În acest fel se asigură și întrepătrunderea domeniilor acoperite de valorile nominale. Astfel, considerînd clasa de toleranță de ± 20%, rezultă din rezolvarea ecuației $\frac{(1 + 0{,}2)^n}{1 - 0{,}2} = 10$, $n \simeq 6$, ceea ce justifică denumirea $E_6$ a seriei de rezistoare cu această toleranță. Rația va fi $r = \sqrt[n]{10}$, adică în cazul considerat $r = \sqrt[6]{10} = 1{,}468 \simeq 1{,}5$. Valorile nominale standardizate ale rezistoarelor din seria $E_6$ vor fi: 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 și multiplii lor zecimali. Caracteristicile seriilor de valori nominale ale rezistoarelor conform recomandărilor C.E.I. [22] — sînt indicate în tabelul 2.5.

TABELUL 2.5

**Caracteristicile seriilor de valori nominale ale rezistoarelor**

| Seria | E 6 | E 12 | E 24 | E 48 | E 96 | E 192 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Rația progresiei | $\sqrt[6]{10}$ | $\sqrt[12]{10}$ | $\sqrt[24]{10}$ | $\sqrt[48]{10}$ | $\sqrt[96]{10}$ | $\sqrt[192]{10}$ |
| Toleranța | ±20% | ±10% | ±5% | ±2,5% | ±1,25% | ±0,6% |



Scanned with OKEN Scanner

Valorile nominale ale rezistoarelor din seriile uzuale $E_6$, $E_{12}$ și $E_{24}$ sînt date în tabelul 2.6.

TABELUL 2.6

**Valorile nominale ale rezistoarelor din seriile E6, E12, E24**

| Seria $E_6$ | Seria $E_{12}$ | Seria $E_{24}$ | Seria $E_6$ | Seria $E_{12}$ | Seria $E_{24}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| Toleranță ±20% | Toleranță ±10% | Toleranță ±5 % | Toleranță ±20% | Toleranță ±10% | Toleranță ±5 % |
| 1,0 | 1,0 | 1,0<br>1,1 | 3,3 | 3,3 | 3,3<br>3,6 |
| | 1,2 | 1,2<br>1,3 | | 3,9 | 3,9<br>4,3 |
| 1,5 | 1,5 | 1,5<br>1,6 | 4,7 | 4,7 | 4,7<br>5,1 |
| | 1,8 | 1,8<br>2,0 | | 5,6 | 5,6<br>6,2 |
| 2,2 | 2,2 | 2,2<br>2,4 | 6,8 | 6,8 | 6,8<br>7,5 |
| | 2,7 | 2,7<br>3,0 | | 8,2 | 8,2<br>9,1 |

Alegerea unui rezistor cu o toleranță mai mică sau mai mare este determinată de locul ocupat de către acesta în schema electronică. În circuitele unde chiar o modificare relativ mare a valorii rezistenței nu influențează sensibil regimul de funcționare al schemei (de exemplu în circuitele de filtraj) se pot utiliza rezistoare cu toleranțe mari (20%). Dimpotrivă, în circuitele de reacție trebuie utilizate rezistoare cu toleranțe mici (5% sau 2,5%).

La stabilirea valorilor toleranțelor trebuie avut în vedere și curentul electric care le parcurge. Astfel, curentul continuu produce modificări ireversibile ale caracteristicilor rezistoarelor, accelerînd procesul de îmbătrînire.

*Marcarea* valorii nominale a rezistenței și a toleranței pe corpul rezistorului se poate face *„în clar"* (fig. 2.22, *a*) sau utilizînd *codul culorilor* (fig. 2.22, *b* și *c* și tabelul 2.7). Utilizarea codului culorilor este avantajoasă în producția de serie mare a rezistoarelor și permite totodată o mai ușoară

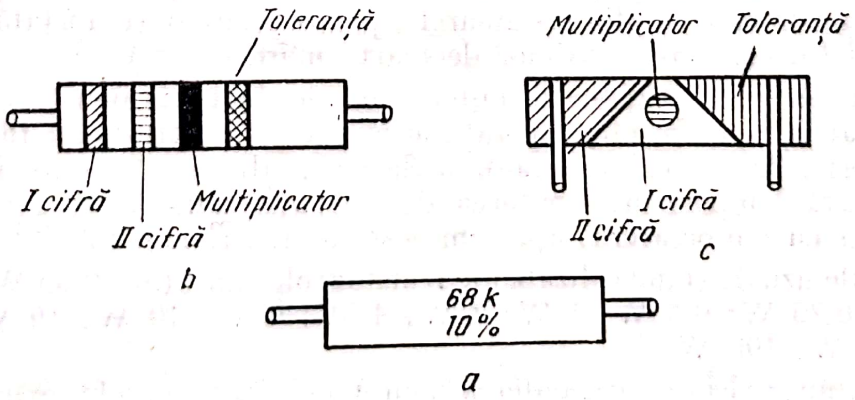



**Fig. 2.22. Marcarea rezistoarelor:**
*a* — „în clar"; *b* — prin benzi colorate; *c* — prin puncte colorate.



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 2.7

**Codul culorilor**

| Culorile | Prima cifră semnificativă | A doua cifră semnificativă | Multiplicator | Toleranță |
|---|---|---|---|---|
| Negru | 0 | 0 | 1 | |
| Maron | 1 | 1 | 10 | ±1% |
| Roșu | 2 | 2 | $10^2$ | ±2% |
| Portocaliu | 3 | 3 | $10^3$ | |
| Galben | 4 | 4 | $10^4$ | |
| Verde | 5 | 5 | $10^5$ | |
| Albastru | 6 | 6 | $10^6$ | |
| Violet | 7 | 7 | $10^7$ | |
| Gri | 8 | 8 | $10^8$ | |
| Alb | 9 | 9 | $10^9$ | ±5% |
| Auriu | — | — | $10^{-1}$ | ±10% |
| Argintiu | — | — | $10^{-2}$ | ±20% |
| Fără culoare | — | — | | |
| Verde gălbui | | | | Clasă profesională |

citire a valorii rezistenței, în special montajele foarte compacte. Marcarea în codul culorilor standardizată (recomandată de către C.E.I.) se realizează cu ajutorul *benzilor colorate* (fig. 2.22, *b*). Unele fabrici constructoare mai utilizează marcarea prin *puncte colorate* (fig. 2.22, *c*).

*Puterea de disipație nominală* ($P_n$). Puterea de disipație nominală exprimată în wați (W), reprezintă puterea electrică maximă pe care o poate dezvolta rezistorul în regim de funcționare îndelungată, fără să-și modifice caracteristicile. Depășirea puterii nominale duce, în timp, la distrugerea rezistorului, de obicei prin întrerupere.

Din considerente de siguranță în funcționare, stabilitate etc., este recomandabil ca puterea disipată de către rezistor în circuit să fie mai mică decît 50% din $P_n$.

Puterea nominală poate fi mărită, asigurînd o răcire corespunzătoare a montajului în care se află rezistoarele, printr-o circulație forțată a aerului sau a apei (în cazul rezistoarelor de foarte mare putere).

Încărcarea unui rezistor la puterea lui de disipație nominală este permisă numai la o anumită temperatură ambiantă, determinată fie de încălzirea proprie, fie de căldura radiată de către alte componente învecinate. Peste această temperatură, puterea de disipație admisibilă a rezistorului scade liniar cu temperatura, așa cum rezultă din figura 2.23.

Puterile uzuale standardizate ale rezistoarelor sînt (5): 0,05 W; 0,10 W; 0,125 W; 0,25 W; 0,5 W; 1 W; 2 W; 4 W; 6 W; 10 W; 16 W; 25 W; 40 W; 50 W; 100 W.

În schemele electronice, puterea nominală a rezistoarelor este de obicei indicată cu ajutorul unor semne convenționale situate în interiorul rezistoarelor (fig. 2.24).



Scanned with OKEN Scanner

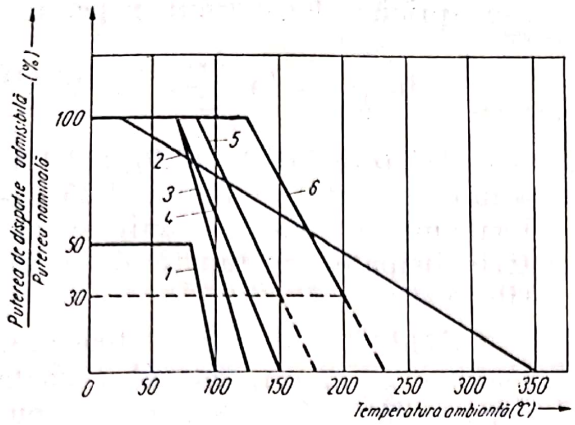



**Fig. 2.23.** Variația puterii de disipație admisibilă a rezistoarelor în funcție de temperatura medie ambiantă:

1 — rezistoare bobinate de precizie; 2 — rezistoare bobinate de uz curent; 3 — rezistoare peliculare de mic curent; 4 — rezistoare cu peliculă de carbon de înaltă stabilitate; 5,6 — rezistoare cu peliculă metalică (temperatura maximă de utilizare respectiv 150°C și 200°C).

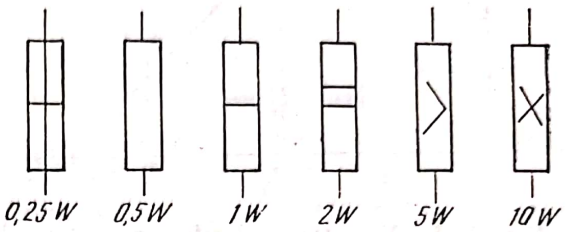



**Fig. 2.24.** Marcarea convențională a puterii nominale a rezistoarelor în schemele electrice.

*Tensiunea nominală* ($U_n$). Tensiunea nominală pentru un anumit tip de rezistor este definită ca tensiunea maximă ce se poate aplica la bornele rezistorului în regim de funcționare îndelungată fără modificarea parametrilor acestuia.

Legătura între $U_n$, $P_n$ și $R_n$ este dată de relația $R_{n0} = U_n^2/P_n$. Rezultă că, pentru un anumit tip de rezistor, există o singură rezistență nominală $R_{n0}$ care poate fi folosită simultan, la puterea nominală $P_n$ și la tensiunea nominală $U_n$ (de exemplu pentru o tensiune nominală de 500 V și o putere nominală de 1 W, rezultă $R_{n0} = 250$ k Ω).

Pentru valori $R > R_{n0}$, trebuie ca $P < P_n$, pentru ca $U = \sqrt{PR}$ să nu depășească valoarea $U_n$.

Pentru valori $R < R_{n0}$, este necesar ca $P = U^2/R$ să nu depășească puterea nominală $P_n$.

Pe baza relațiilor anterioare se deduce:

$$\left(\frac{U}{U_n}\right)^2 = \frac{P}{P_n} \cdot \frac{R}{R_{n0}}. \tag{2.7}$$

Menținînd $P = P_n$, pentru $R < R_{n0}$ rezultă din (2.7):

$$\frac{U}{U_n} = \sqrt{\frac{R}{R_{n0}}}, \tag{2.8}$$

sau logaritmînd:

$$\ln \frac{U}{U_n} = \frac{1}{2} \ln \frac{R}{R_{n0}}. \tag{2.9}$$

Menținînd $U = U_n$, pentru $R > R_{n0}$, rezultă tot din (2.7):

$$\frac{P}{P_n} = \frac{R_{n0}}{R}, \tag{2.10}$$



Scanned with OKEN Scanner

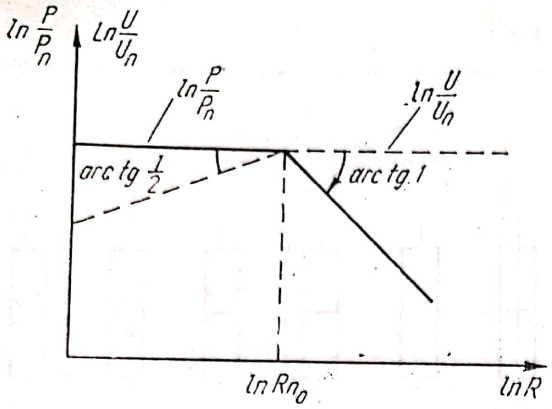



**Fig. 2.25.** Variația valorilor maxime ale tensiunii și puterii disipate în funcție de valorile rezistenței.

sau aplicînd logaritmul neperian:

$$\ln \frac{P}{P_n} = \ln \frac{R_{n_0}}{R}. \qquad (2.11)$$

Pe baza relațiilor (2.9) și (2.11), s-au reprezentat în figura 2.25 valorile maxime ale tensiunii și puterii disipate, în funcție de valorile rezistenței.

Evident, valoarea tensiunii maxime pe care rezistorul o poate suporta fără să se străpungă (numită și *tensiunea nominală limită* a rezistorului) depinde de construcția și dimensiunile rezistorului; rezistoarele de putere avînd dimensiuni mai mari vor avea și tensiuni limită mai ridicate.

În tabelul 2.8 sînt indicate tensiunile limită corespunzătoare unor puteri nominale uzuale ale rezistoarelor.

*Zgomotul rezistoarelor*. Într-un rezistor prin care circulă un curent continuu, odată cu mișcarea ordonată a electronilor are loc și o mișcare haotică a acestora, care creează la bornele rezistorului o tensiune variabilă aleatoare — a cărei valoare eficace este numită *tensiunea electromotoare de zgomot* (exprimată în μV/V).

Tuturor rezistoarelor, indiferent de tip le este caracteristic *zgomotul termic*, datorat mișcării termice a electronilor; valoarea t.e.m. de zgomot termic este foarte mică (zecimi de μV/V) și de aceea rezistoarele bobinate și cele cu peliculă metalică cu conexiuni perfecte — care prezintă doar zgomot termic — pot fi utilizate în punctele schemelor electronice unde este necesar un zgomot redus (de exemplu, la intrările amplificatoarelor).

Rezistoarele cu peliculă de carbon și cele de volum (constituite dintr-un număr de particule conductoare — de obicei din carbon — în contact adesea imperfect unele cu altele) prezintă la trecerea curentului nu numai un zgomot termic ci și un *zgomot de curent* datorat trecerii fluctuante a curentului printre particulele materialului.

*Intervalul temperaturilor de lucru* reprezintă intervalul de temperatură în limitele căruia se asigură funcționarea de lungă durată a rezistorului.

Influența temperaturii asupra rezistenței rezistorului este pusă în evidență prin *coeficientul de temperatură al rezistenței* definit ca:

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dt} \quad [1/°K]. \qquad (2.12)$$

TABELUL 2.8

**Tensiunile nominale limită corespunzătoare unor puteri disipate nominale ale rezistoarelor**

| $P_n$ (W) | 0,25 | 0,5 | 1 | 2 |
|---|---|---|---|---|
| $U_{lim}$ (V) | 250 | 350 | 500 | 500 |

Pentru o variație liniară a rezistenței cu temperatura expresia (2.12) devine:

$$\alpha_R = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_2 - R_1}{T_2 - T_1} \quad [1/°K], \qquad (2.13)$$

unde $R_1$ și $R_2$ reprezintă valorile rezistenței la temperaturile $T_1$ (temperatura nominală) și $T_2$.



Scanned with OKEN Scanner

Pentru rezistoare se mai definesc o serie de *coeficienți de variație a rezistenței* sub acțiunea diferiților factori (tensiuni aplicate, depozitare, umiditate, îmbătrînire etc).

Acești coeficienți au expresii de forma:

$$K = \frac{\Delta R}{R_0} 100 \quad [\%], \tag{2.14}$$

în care $R_0$ este valoarea inițială a rezistenței, iar $\Delta R$ reprezintă variația valorii rezistenței sub acțiunea factorilor mai sus menționați.

*Precizia rezistoarelor*. După performanțe (toleranțe, tensiune de zgomot, valorile maxime admisibile ale coeficienților de variație), rezistoarele se împart în clase de precizie. Se obișnuiește clasificarea rezistoarelor în *clase de precizie* după coeficientul de variație la îmbătrînire, după 5 000 ore de funcționare la sarcina nominală. Valoarea procentuală a acestui coeficient indică și denumirea clasei: 0,5; 2; 5; 7; 15.

După *domeniul de utilizare* rezistoarele se împart în trei categorii: *rezistoare etalon*, *rezistoare de precizie* și *rezistoare de uz curent*, ale căror caracteristici sînt prezentate comparativ în tabelul 2.9.

TABELUL 2.9

**Caracteristici ale diferitelor categorii de rezistoare**

| Categorie de rezistoare | Toleranță | Tensiune de zgomot | Valorile coeficienților de variație |
|---|---|---|---|
| Rezistoare etalon | ±1%; ±2,5% | $\ll 1$ μ V/V | foarte mici |
| Rezistoare de precizie | ±2,5%; ±5% | $< 1$ μ V/V | medii |
| Rezistoare de uz curent | ±5%; ±10%; ±20% | $<$ 15 μ V/V | mari |

## 2.5. CARACTERISTICILE REZISTOARELOR VARIABILE (POTENȚIOMETRE)

Potențiometrele sînt caracterizate din punct de vedere funcțional, de mărimi similare rezistoarelor fixe: rezistența nominală ($R_n$) și toleranța acesteia, puterea de disipație nominală ($P_n$), tensiunea nominală ($U_n$), tensiunea electromotoare de zgomot, coeficienții de variație a rezistenței sub acțiunea diverșilor factori ambianți ($K$).

În plus potențiometrelor le sînt specifice următoarele caracteristici principale:

— *rezistența inițială* ($r_0$), reprezentînd rezistența în poziția inițială a contactului mobil. Această valoare limitează inferior domeniul de lucru al potențiometrului;

— *rezistența de contact* ($r_k$) reprezentînd rezistența dintre contactul mobil și elementul rezistiv;

— *legea de variație a rezistenței*, definită printr-o expresie de forma $R = f(R_n, \varphi, r_0, r_k)$, unde $\varphi$ reprezintă, în procente, poziția relativă a cursorului.



Scanned with OKEN Scanner

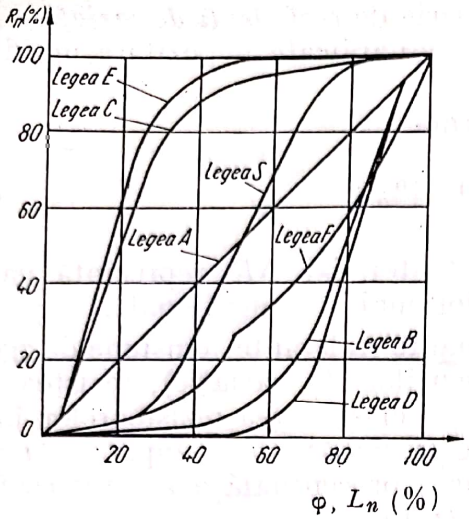



**Fig. 2.26.** Variația rezistenței nominale $R_n$ (în %) în funcție de unghiul de rotație φ sau cursa nominală $L_n$ a cursorului:

legea *A* — pentru potențiometre liniare; legea *B* — pentru potențiometre logaritmice; legea *C* — pentru potențiometre negativ logaritmice; legea *D* — pentru potențiometre exponențiale; legea *E* — pentru potențiometre negativ exponențiale; legea *F* — pentru potențiometre tip „*S*".

În figura 2.26 sînt reprezentate grafic legile de variație ale rezistenței potențiometrelor, iar în tabelul 2.10 și figura 2.27 sînt indicate expresiile matematice ale principalelor legi de variație a rezistenței potențiometrelor ca și unele utilizări ale acestora în montajele electronice.

Alte caracteristici ale potențiometrelor se referă la proprietățile mecanice ale acestora (momentul de acționare, momentul de declanșare, momentul de rotație pe opritor, precizia reglării acestora etc.).

TABELUL 2.10

**Principalele legi de variație ale potențiometrelor**

| Tipul legii de variație | Forma matematică a legii | Aplicații tipice ale potențiometrelor în montajele electronice |
|---|---|---|
| Liniară | $R = r_0 + \varphi R_n$ | — montaj potențiometric → variația tensiunii de ieșire (fig. 2.27, *a,b,c*)<br>— montaj reostatic → variația curentului în circuit (fig. 2.27, *d,e*) |
| Logaritmică | $R = r_0 \exp\left(\varphi \cdot \ln \frac{R_n}{r_0}\right)$ | — reglarea intensității în amplificatoarele de audio-frecvență |
| Invers logaritmică | $R = r_0 + R_n\left[1 - \exp\left(-\varphi \cdot \ln \frac{R_n}{r_0}\right)\right]$ | — reglarea caracteristicii de frecvență în amplificatoarele de audio-frecvență |

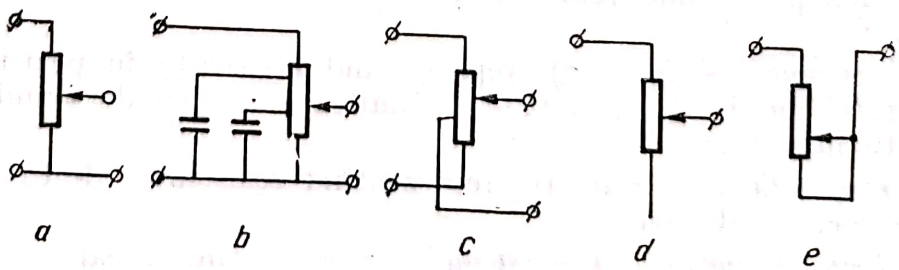



**Fig. 2.27.** Moduri de conectare pentru rezistoarele variabile:
*a,b,c* — conectare potențiometrică; *d,e* — conectare reostatică.



Scanned with OKEN Scanner

## 2.6. TENDINȚE ÎN CONSTRUCȚIA ȘI TEHNOLOGIA REZISTOARELOR

În ultimii ani s-au înregistrat, pe plan mondial, schimbări sensibile în tehnologia și performanțele rezistoarelor. Aceste schimbări sînt, în principal, legate de tendința generală de miniaturizare a aparaturii electronice, ca și de nivelul de fiabilitate tot mai înalt impus componentelor acestei aparaturi. În continuare vor fi reliefate unele dintre tendințele care se manifestă în domeniul rezistoarelor.

Puterea nominală medie cerută rezistoarelor în montajele cu circuite integrate s-a redus la 0,125 W față de 0,5 W pentru montajele tranzistorizate; aceasta a condus la dezvoltarea pe scară industrială a unor noi tehnologii (a straturilor subțiri și groase, de exemplu) care asigură atît miniaturizarea, cît și performanțe deosebite pentru rezistoare.

Apariția unor noi materiale a condus la creșterea performanțelor rezistoarelor (reducerea coeficientului de temperatură al rezistivității și a tensiunii electromotoare de zgomot, creșterea stabilității și a fiabilității), fără modificări sensibile ale costului lor. Au fost automatizate și controlate de calculator tot mai multe operații ale fluxului tehnologic de fabricație a rezistoarelor. S-au dezvoltat noi tehnici de încapsulare a rezistoarelor, care să le facă compatibile cu circuitele integrate, permițînd totodată automatizarea atît a încapsulării, cît și a montării lor pe plăcile de cablaj imprimat.

În figura 2.28 au fost evidențiate simbolic tendințele actuale în domeniul tehnologiei rezistoarelor: tehnologiile de pe partea ascendentă a curbei sînt în ascensiune, cele de pe partea descendentă, în regres.

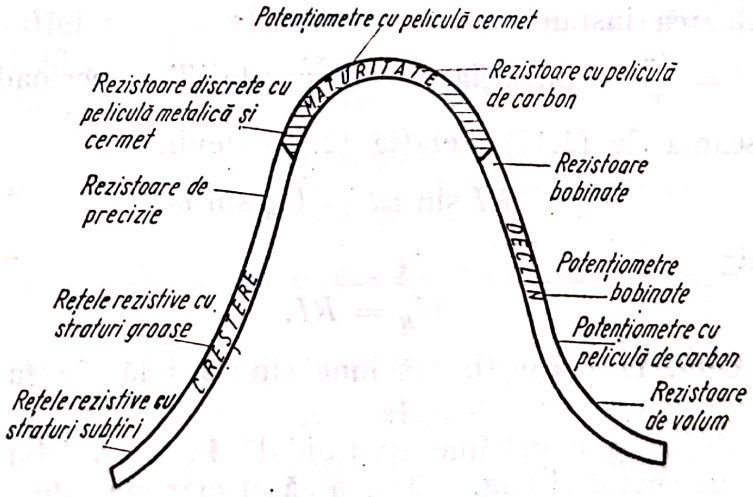



Fig. 2.28. Evoluția tehnologiilor în domeniul rezistoarelor.

## 2.7. COMPORTAREA REZISTORULUI ÎN CIRCUITE DE CURENT ALTERNATIV

Așa cum s-a arătat în capitolul 1, modelul unui rezistor real este complex, conținînd mai multe elemente idealizate. Pentru lămurirea deplină a comportării rezistorului în circuit, în continuare, va fi analizată mai



Scanned with OKEN Scanner

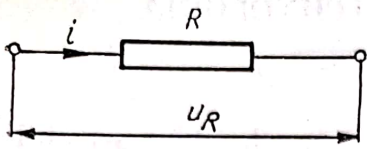



Fig. 2.29. Rezistor ideal.

întîi comportarea în circuit a fiecărui element $R$, $L$, $C$ idealizat, precum și a combinațiilor dintre acestea.

Apoi, se va analiza comportarea în circuit a rezistorului tehnic real, ținînd seama de tehnologia de fabricație a acestuia, precum și de condițiile de funcționare în gama de frecvențe utilizate în electronică.

## 2.7.1. REZISTORUL IDEALIZAT

Prin definiție, relația între tensiunea $u_R$ la bornele rezistorului idealizat și curentul $i$ care îl străbate (fig. 2.29) este:

$$u_R = Ri \tag{2.15}$$

unde $R$ este *rezistența* rezistorului, măsurată în ohmi ($\Omega$).

Relația (2.15) mai poate fi scrisă sub forma:

$$i = G \cdot u_R \tag{2.16}$$

unde $G = \frac{1}{R}$, se numește *conductanță* și se măsoară în Siemens. Se consideră că $i$ are forma:

$$i = I \sin \omega t \tag{2.17}$$

unde notațiile reprezintă:

$I$ — amplitudinea (valoarea maximă) curentului;

$i$ — valoarea instantanee a curentului;

$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ — pulsația, $f$ — frecvența, $T$ — perioada, $t$ — timpul.

Ținînd seama de (2.17), relația (2.15) devine:

$$u_R = RI \sin \omega t = U_R \sin \omega t \tag{2.18}$$

unde s-a notat:

$$U_R = RI.$$

Rezultă deci, la borne, o tensiune sinusoidală, în fază cu curentul (fig. 2.30).

Se obișnuiește ca o mărime sinusoidală în timp ($A \sin \omega t$) să se reprezinte printr-un vector $\underline{A}$ (fig. 2.31), a cărei mărime este egală cu amplitudinea $A$ și care se rotește în jurul unui punct fix $O$ în sens trigonometric (sensul direct al mișcării) cu viteză unghiulară $\omega$. Acest vector poartă denumirea de *fazor* rotitor, deoarece unghiul față de o axă de referință fixă $OX$, pe care se găsește vectorul $\underline{A}$ în momentul inițial (considerat $t = 0$), este egal cu faza $\omega t$ a mărimii sinusoidale la momentul $t$. Proiecția fazorului $\underline{A}$ pe o axă perpendiculară pe axa de referință reprezintă tocmai valoarea instantanee a mărimii sinusoidale ($A \sin \omega t$).

În cazul în care ne imaginăm că axa de referință $OX$ se rotește cu viteza $\omega$ în sensul invers al mișcării directe (în sensul acelor unui ceasornic), mărimea sinusoidală se reprezintă printr-un fazor staționar.



Scanned with OKEN Scanner

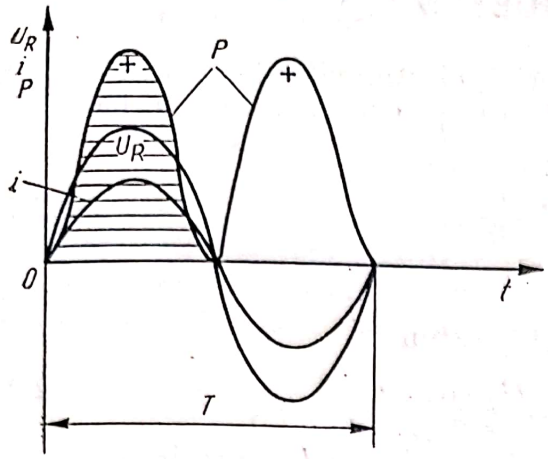



Fig. 2.30. Tensiunea, curentul și puterea la bornele unui rezistor ideal în regim sinusoidal.

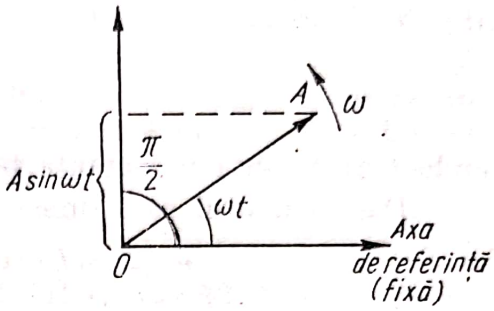



Fig. 2.31. Diagramă de fazori rotitori.

Reprezentarea mărimilor variabile în timp, tensiunea $u_R$ și curentul $i$, printr-o diagramă de fazori staționari $(\underline{U}_R, \underline{I})$ are avantajul că scoate în evidență faptul că cele două mărimi sînt sinfazice (fig. 2.32).

*Puterea absorbită* de un rezistor idealizat este o funcție de timp, care se poate pune sub forma:

$$p = ui = U_R \cdot I \sin^2 \omega t = \frac{U_R I}{2} (1 - \cos 2\omega t) \qquad (2.19)$$

Rezultă astfel că, puterea are o pulsație dublă față de curent și de tensiune (fig. 2.30).

*Valoarea medie a puterii* va fi:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p \, dt = \frac{U_R I}{2T}\int_0^T (1 - \cos 2\omega t) \, dt = \\ = \frac{U_R I}{2T 2\omega}\int_0^T (1 - \cos 2\omega t) \cdot d(2\omega t) = \frac{U_R I}{2} \qquad (2.20)$$

Cînd nu se specifică astfel, prin puterea absorbită (disipată) de o rezistență $R$ în regim sinusoidal se înțelege de fapt puterea medie $P = \frac{RI^2}{2}$, care reprezintă puterea electrică absorbită de rezistență și transformată în căldură în timpul unei perioade $T$.

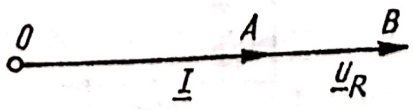



Fig. 2.32. Diagrama de fazori staționari în cazul rezistorului ideal.

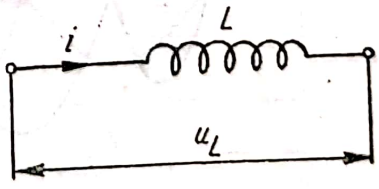



Fig. 2.33. Bobină ideală.



Scanned with OKEN Scanner

## 2.7.2. BOBINA IDEALIZATĂ

În conformitate cu legea inducției electromagnetice, relația între tensiunea $u_L$ la bornele bobinei idealizate și curentul care o parcurge $i$ (fig. 2.33) este:

$$u_L = L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{2.21}$$

unde $L$ reprezintă inductanța bobinei.

Dacă curentul este sinusoidal (2.17), atunci:

$$u_L = \omega LI \cos \omega t = U_L \cos \omega t, \tag{2.22}$$

unde s-a notat: $U_L = \omega LI = X_L I$, iar $X_L = \frac{U_L}{I} = \omega L$ reprezintă reactanța inductivă care se măsoară în ohmi ($\Omega$).

Mărimea $\frac{1}{X_L} = \frac{1}{\omega L}$ se numește *susceptanță inductivă* și se măsoară în Siemens, ca o conductanță.

Relația (2.22) mai poate fi scrisă sub forma:

$$u_L = \omega LI \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = U_L \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right), \tag{2.23}$$

ceea ce arată că tensiunea la bornele bobinei este defazată cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea curentului (fig. 2.34). Diagrama de fazori staționari corespunzătoare este reprezentată în figura 2.35.

*Puterea* în cazul bobinei idealizate este:

$$p = u_L i = U_L I \sin \omega t \cdot \cos \omega t = \frac{U_L I}{2} \sin 2\omega t. \tag{2.24}$$

Din (2.24) rezultă că puterea are o pulsație dublă față de curent și tensiune (fig. 2.34).

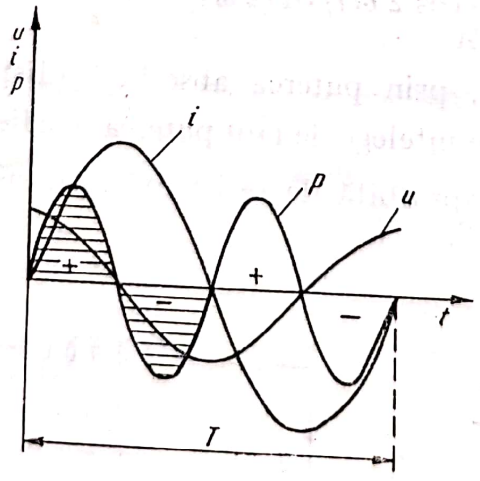



**Fig. 2.34.** Tensiunea, curentul și puterea la bornele unei bobine ideale în regim sinusoidal.

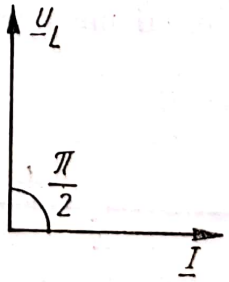



**Fig. 2.35.** Diagrama fazorială în cazul bobinei ideale.



Scanned with OKEN Scanner

*Energia electrică* înmagazinată în cîmpul magnetic al bobinei idealizate într-un sfert de perioadă este:

$$W_L = \int_0^{\frac{T}{4}} u_L i \, dt = \int_0^{\frac{T}{4}} L \frac{di}{dt} i \, dt = L \int_0^I i \, di = \frac{LI^2}{2}. \qquad (2.25)$$

*Puterea medie absorbită* de bobina idealizată de la sursa de alimentare este nulă, adică bobina idealizată absoarbe energia $W_L$ de la sursă într-un sfert de perioadă și apoi o restituie integral sursei în sfertul de perioadă următor (fig. 2.34).

## 2.7.3. CONDENSATORUL IDEALIZAT

În conformitate cu legea conservării sarcinii, curentul $i$ (fig. 2.36) este determinat de variația în timp a sarcinii electrice $q$ acumulate pe armăturile condensatorului $C$, adică:

$$i = \frac{dq}{dt}.$$

Sarcina acumulată pe armăturile condensatorului este proporțională cu tensiunea aplicată $u_c$:

$$q = C u_c,$$

unde $C$ este capacitatea condensatorului. Atunci relația între tensiunea $u_c$ la bornele condensatorului și curentul $i$ care îl străbate este:

$$i = C \frac{du_c}{dt}$$

sau

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t i \, dt. \qquad (2.26)$$

Limita inferioară a integralei corespunde unui moment $t = 0$, pentru care tensiunea la bornele condensatorului este nulă.

Dacă condensatorul este parcurs de un curent sinusoidal de forma (2.17), tensiunea la borne devine:

$$u_c = \frac{1}{C} \int_0^t I \sin \omega t \, dt = -\frac{I}{\omega C} \cos \omega t = U_C \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \qquad (2.27)$$

unde:

$$U_C = \frac{I}{\omega C} = X_C I.$$

Mărimea $X_C = \frac{U_C}{I} = \frac{1}{\omega C}$ se numește *reactanță capacitivă* și se măsoară în ohmi ($\Omega$), iar $\frac{1}{X_C} = \omega C$ reprezintă susceptanța capacitivă, care se măsoară în Siemens.

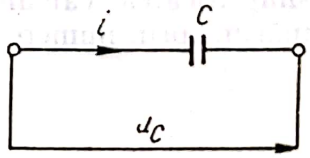


Fig. 2.36. Condensator ideal.



Scanned with OKEN Scanner

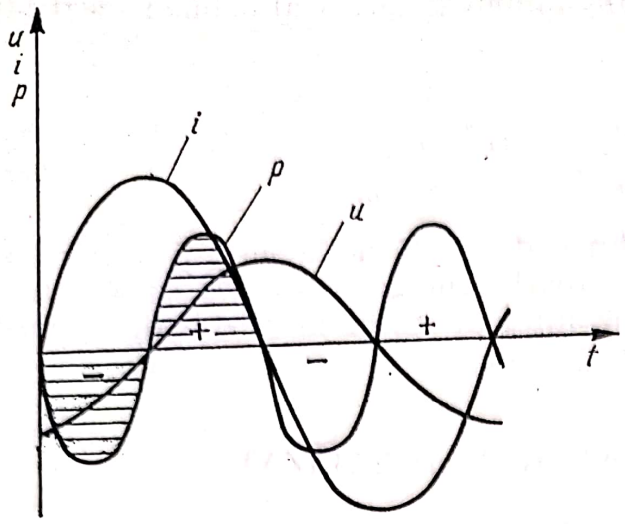



Fig. 2.37. Tensiunea, curentul și puterea la bornele unui condensator ideal în regim sinusoidal.

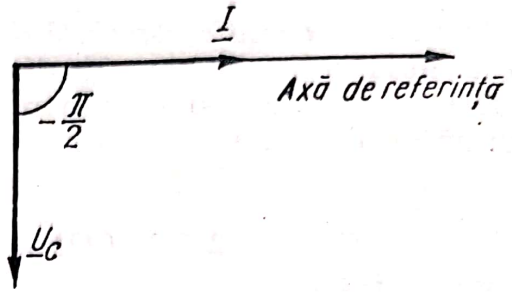



Fig. 2.38. Diagrama de fazori pentru condensatorul ideal.

Din relația (2.27) rezultă că tensiunea la bornele unui condensator este defazată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma curentului (fig. 2.37) ceea ce conduce la diagrama de fazori staționari din figura 2.38, unde: $\underline{U}$ și $\underline{I}$ sînt fazorii tensiunii și curentului.

*Puterea electrică* în cazul condensatorului idealizat este:

$$p = ui = -U_C I \sin \omega t \cos \omega t. \tag{2.28}$$

Din reprezentarea grafică (fig. 2.37) se observă că, puterea avînd pulsația dublă față de curent și de tensiune, în perioada în care acestea au același semn, condensatorul absoarbe energie de la sursă (se comportă ca un receptor), iar în perioada în care curentul și tensiunea au semne diferite, condensatorul debitează energie (se comportă ca un generator).

*Energia acumulată* într-un sfert de perioadă este:

$$\int_0^{\frac{T}{4}} ui \, dt = \frac{CU^2_C}{2}. \tag{2.29}$$

## 2.7.4. CIRCUITE SIMPLE *RL* ȘI *RC*

Se studiază, în continuare, comportarea în circuit a diferitelor elemente de circuit idealizate luate împreună. Mărimile cu care se operează (curenți și tensiuni) sînt considerate de formă sinusoidală.

Operațiile cu funcțiile trigonometrice fiind greoaie și laborioase, pentru simplificarea calculelor se utilizează reprezentarea simbolică a acestor mărimi prin numere complexe. Un număr complex este de forma:

$$\underline{s} = a + jb \tag{2.30}$$

undde $a$ este partea reală, iar $b$ partea imaginară a numărului complex. S-a notat $j = \sqrt{-1}$.



Scanned with OKEN Scanner

*Modulul* numărului complex este:

$$\underline{s} = a^2 + b^2 \qquad (2.31)$$

iar *argumentul* său este $\theta$, astfel încît:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{b}{a}. \qquad (2.32)$$

Un număr complex mai poate fi scris sub forma:

$$\underline{s} = |\underline{s}| \quad \theta = |\underline{s}| \, e^{j\theta} = |\underline{s}| \, (\cos \theta + j \sin \theta). \qquad (2.33)$$

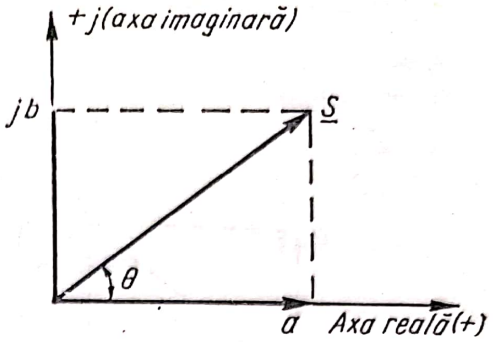



**Fig. 2.39.** Reprezentarea fazorială a numărului complex $\underline{s} = a + jb$.

Construind diagrama de fazori într-un plan complex, se ajunge la reprezentarea simbolică din figura 2.39.

### 2.7.4.1. CIRCUIT *RL* SERIE

Circuitul *RL* serie este reprezentat în figura 2.40, iar diagrama de fazori corespunzătoare în figura 2.41,*a*. Din diagramă rezultă:

$$\underline{U} = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}\,; \; U_L = U \sin \varphi; \; U_R = U \cos \varphi, \qquad (2.34)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_L}{U_R} = \frac{\omega L I}{R I} = \frac{\omega L}{R} = \frac{X_L}{R}. \qquad (2.35)$$

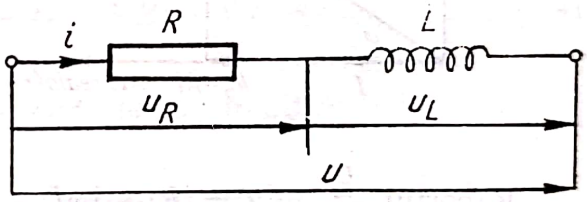



**Fig. 2.40.** Circuit *RL* serie în regim sinusoidal.

În figura 2.41,*b*, se prezintă variația în timp a mărimilor electrice. Tensiunea pe rezistorul idealizat $u_R$ este în fază cu curentul $i$, iar tensiunea pe bobina idealizată $u_L$, care echilibrează forța electromotoare de inducție, este defazată cu un sfert de perioadă, respectiv cu $\frac{\pi}{2}$, înaintea curentului $i$. Diferenței de fază $\varphi$ îi corespunde avansul în timp $\frac{\varphi}{\omega}$ al tensiunii rezultante $u$ față de curentul $i$.

Utilizînd reprezentarea simbolică prin numere complexe, deci construind diagrama de fazori într-un plan complex, dacă se va suprapune axa reală peste fazorul de referință $\underline{I}$, axa imaginară se va suprapune peste fazorul $U_L$ (fig. 2.42).

Sub formă complexă, se poate scrie:

$$\underline{U} = U_R + jU_L = U e^{j\varphi}, \qquad (2.36)$$

unde:

$$|\underline{U}| = U = \sqrt{U_R^2 + U_L^2}$$

și

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_L}{U_R}.$$



Scanned with OKEN Scanner

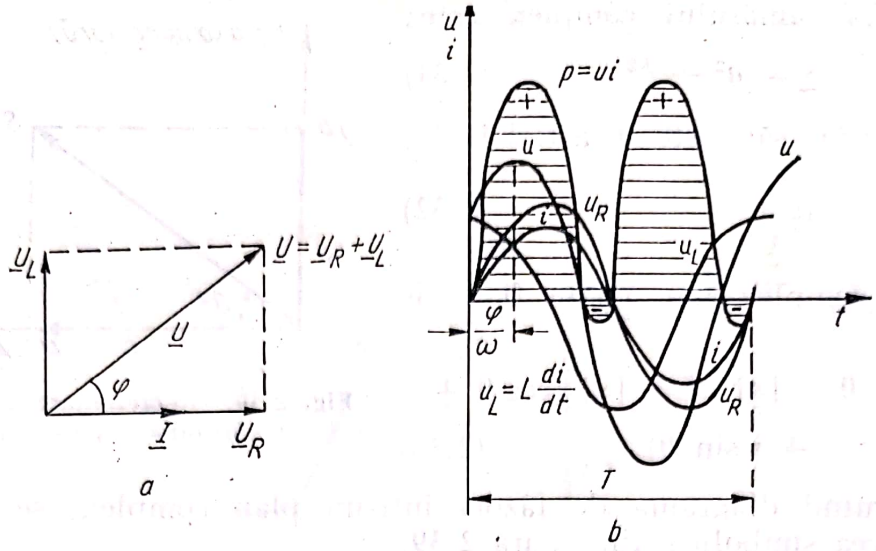



**Fig. 2.41.** Diagrama fazorială pentru circuitul din figura 2.40 și variația tensiunii, curentului și puterii pentru același circuit.

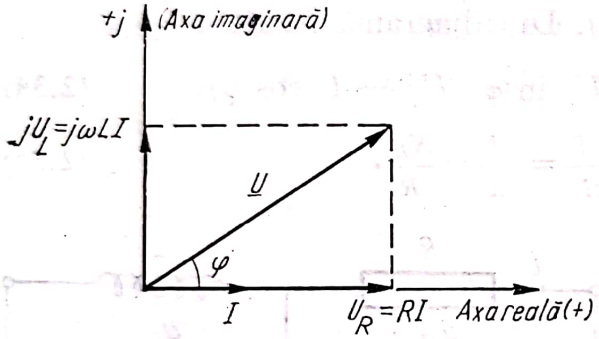



**Fig. 2.42.** Diagrama de fazori în planul complex pentru circuitul *RL* serie.

Raportul $\frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \underline{Z} = R + j\omega L = Z\cos\varphi + jZ\sin\varphi = Z(\cos\varphi + j\sin\varphi) = Ze^{j\varphi}$ (2.37)

este *impedanța* circuitului *RL* serie, care se reprezintă grafic ca în figura 2.43 și se măsoară în ohmi (Ω).

$$R = Z\cos\varphi$$

$$X_L = \omega L = Z\sin\varphi \qquad (2.38)$$

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R}.$$

Mărimea $Z$ reprezintă *modulul impedanței* $\underline{Z}$ și are valoarea:

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}. \qquad (2.39)$$

Din relațiile (2.38) și (2.39) rezultă că atît modulul $Z$, cît și unghiul de fază $\varphi$ al impedanței $\underline{Z}$ depind de frecvența curentului din circuit.

În figura 2.43,*b*, se dă reprezentarea curentă a impedanței, în planul complex, ca rezultantă a vectorilor care reprezintă rezistența $R$ și reactanța $X_L$. Se observă că reactanța $X_L$ a bobinei crește liniar cu frecvența, iar



Scanned with OKEN Scanner

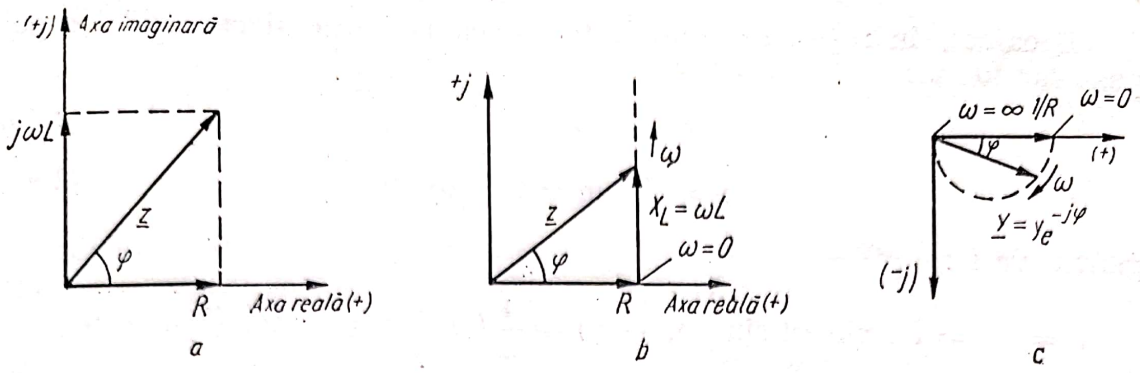



**Fig. 2.43.** Circuitul *RL* serie:
*a* — impedanța complexă (impedanța totală); *b* — variația impedanței totale în raport cu frecvența (vîrful fazorului $\underline{Z}$ se deplasează pe dreapta $a = R$); *c* — variația admitanței totale $\underline{Y} = 1/\underline{Z}$ pentru circuitul *RL* serie (vîrful fazorului $\underline{Y}$ se deplasează pe un semicerc).

vîrful vectorului $\underline{Z}$ descrie semidreapta pozitivă paralelă cu axa imaginară ($\mathrm{Re}\,\underline{Z} = R$) cînd pulsația variază de la zero la infinit.

Mărimea

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{R + \mathrm{j}\,\omega L} = \frac{1}{Z\,(\cos\varphi + \mathrm{j}\sin\varphi)} = \frac{1}{Z}\,\mathrm{e}^{-j\varphi} \tag{2.40}$$

se numește *admitanța circuitului RL* și se măsoară în Siemens.

Expresia (2.40) mai poate fi scrisă sub forma:

$$\underline{Y} = \frac{R - \mathrm{j}\,\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} = G - \mathrm{j}\,B = Y\,\mathrm{e}^{-j\varphi} \tag{2.41}$$

cu $G = \dfrac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} = \dfrac{R}{Z^2}$ *conductanța* circuitului și

$B = \dfrac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} = \dfrac{X_L}{Z^2}$ *susceptanța* circuitului.

În figura 2.43,*c*, se reprezintă admitanța în planul complex. Modulul admitanței, deci mărimea vectorului $\underline{Y}$ este egală cu inversul modulului impedanței $\underline{Z}$:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} = \frac{1}{R}\,\frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{\omega^2 L^2}{R^2}}} = \frac{1}{R}\,\frac{1}{\sqrt{1 + \mathrm{tg}^2\varphi}} = \frac{1}{R}\cos\varphi, \tag{2.42}$$

iar unghiul de fază este egal ca mărime cu unghiul de fază al impedanței, dar de semn opus (relația 2.41).

Odată cu variația frecvenței curentului din circuit, vîrful vectorului $\underline{Y}$ descrie un semicerc în cadranul IV al planului complex, care trece prin origine, avînd diametrul $\dfrac{1}{R}$ și centrul pe axa reală, deoarece (2.42) reprezintă ecuația acestui cerc în coordonate polare. La limită, cînd $\omega = 0$, $Y = \dfrac{1}{R}$ și $\varphi = 0$, iar cînd $\omega \to \infty$, $Y \to 0$ și $\varphi \to \dfrac{\pi}{2}$.



Scanned with OKEN Scanner

Deoarece, în regim sinusoidal, tensiunea la borne și curentul se pot pune sub forma:

$$i = I \sin \omega t \tag{2.43}$$

$$u = U \sin (\omega t + \varphi) \tag{2.44}$$

*puterea* va fi:

$$p = ui = UI \sin \omega t \sin (\omega t + \varphi) = \frac{1}{2} UI \left[\cos \varphi - \cos (2\omega t + \varphi)\right] \tag{2.45}$$

unde $\varphi$ este defazajul între tensiune și curent. În figura 2.41, *b*, s-a reprezentat variația în timp a puterii $p = ui$.

*Valoarea medie a puterii* este:

$$P_a = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt = \frac{1}{2} UI \cos \varphi \tag{2.46}$$

și se numește *putere activă* reprezentînd puterea absorbită de circuit de la sursă. Energia corespunzătoare acestei puteri se transformă ireversibil în căldură. Factorul cos $\varphi$ se numește *factor de putere*.

Expresia puterii (2.45) se poate pune sub forma sumei a doi termeni:

$$p = ui = u_R i + u_L i = Ri^2 + Li \frac{di}{dt}. \tag{2.47}$$

Substituind curentul sub forma dată în (2.43) rezultă:

$$p = RI^2 \sin^2 \omega t + \omega LI^2 \sin \omega t \cos \omega t = RI^2 \sin^2 \omega t +$$

$$+ \frac{1}{2} \omega LI^2 \sin 2\omega t = p_R + p_L \tag{2.48}$$

unde:

$$p_R = RI^2 \sin^2 \omega t \tag{2.49}$$

reprezintă *puterea din rezistorul idealizat*, iar:

$$p_L = \frac{1}{2} \omega LI^2 \sin 2\omega t \tag{2.50}$$

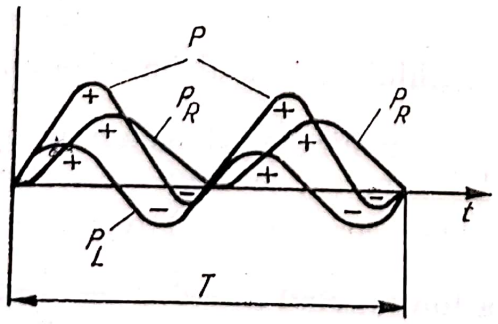



**Fig. 2.44.** Variația în timp a puterilor $p_R$, $p_L$ și $p$ (puterea totală) pentru circuitul din figura 2.40.

*puterea din bobina idealizată* conectată în serie.

În figura 2.44 se prezintă variația în timp a celor două componente $p_R$ și $p_L$, precum și a puterii rezultante $p$.

Puterea rezistorului este pozitivă, fiind absorbită, respectiv consumată (transformată în căldură) și variază în timp ca pătratul unei mărimi sinusoidale.



Scanned with OKEN Scanner

*Valoarea medie a puterii* $p_R$ este:

$$\mathcal{P}_R = \frac{1}{T}\int_0^T p_R \, dt = \frac{RI^2}{T}\int_0^T \sin^2 \omega t \, dt = \frac{RI^2}{4\pi}\int_0^{2\pi} (1 - \cos 2\omega t) \, d(\omega t) =$$

$$= \frac{1}{2} RI^2 = \frac{1}{2} U_R I = \frac{1}{2} UI \cos \varphi. \qquad (2.51)$$

Comparînd (2.51) cu (2.46) rezultă că puterea absorbită de rezistor este egală cu puterea activă a întregului circuit, adică:

$$\mathcal{P}_R = \mathcal{P}_a = \frac{1}{2} RI^2 = \frac{1}{2} UI \cos \varphi.$$

*Valoarea medie a puterii* $p_L$ este:

$$\mathcal{P}_L = \frac{1}{T}\int_0^T p_L \, dt = \frac{\omega LI^2}{2T}\int_0^T \sin 2\omega t \, dt = 0,$$

deoarece puterea absorbită și înmagazinată în cîmpul magnetic al bobinei idealizate într-un sfert de perioadă este înapoiată sursei în sfertul de perioadă următor.

*Energia absorbită și înmagazinată* în cîmpul magnetic al bobinei într-un sfert de perioadă este:

$$\int_{t_1}^{t_1+\frac{T}{4}} u_L i \, dt = L \int_0^I i \, di = \frac{1}{2} LI^2. \qquad (2.52)$$

Amplitudinea puterii $p_L$ din bobină (2.50) poartă denumirea de *putere reactivă*:

$$P_r = \frac{1}{2} \omega LI^2 = \frac{1}{2} U_L I = \frac{1}{2} UI \sin \varphi \qquad (2.53)$$

unde $\varphi$ este defazajul dintre tensiunea $u$ pe întreg circuitul serie $RL$ și curent.

Însumînd pătratic puterea activă $P_a$ dată de (2.46) și puterea reactivă $P_r$ dată de (2.53) se obține:

$$P_A = \sqrt{P_a^2 + P_r^2} = \frac{1}{2} UI = U_{ef} I_{ef} \qquad (2.54)$$

care poartă denumirea de *puterea aparentă*.

Din relațiile (2.46), (2.53), (2.54) rezultă:

$$P_a = P_A \cos \varphi \qquad (2.55)$$
$$P_r = P_A \sin \varphi.$$

### 2.7.4.2. CIRCUITUL *RC* SERIE

Circuitul *RC* serie este reprezentat în figura 2.45, iar diagrama de fazori, construită în planul complex în figura 2.46, *a*. În figura 2.46, *b*, se reprezintă mărimile electrice în funcție de timp. Din figura 2.46, *a* rezultă:

$$\underline{U} = U_R - j U_C = \left(R - j\frac{1}{\omega C}\right) I = \left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) I = \underline{Z} I = ZI \, e^{-j\varphi} = U \, e^{-j\varphi}$$

(2.56)



Scanned with OKEN Scanner

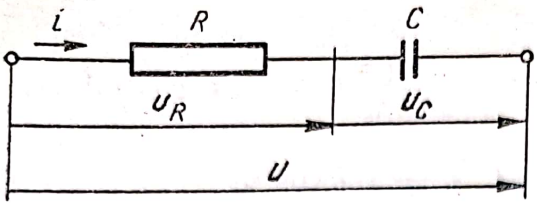



**Fig. 2.45.** Circuit *RC* serie în regim sinusoidal.

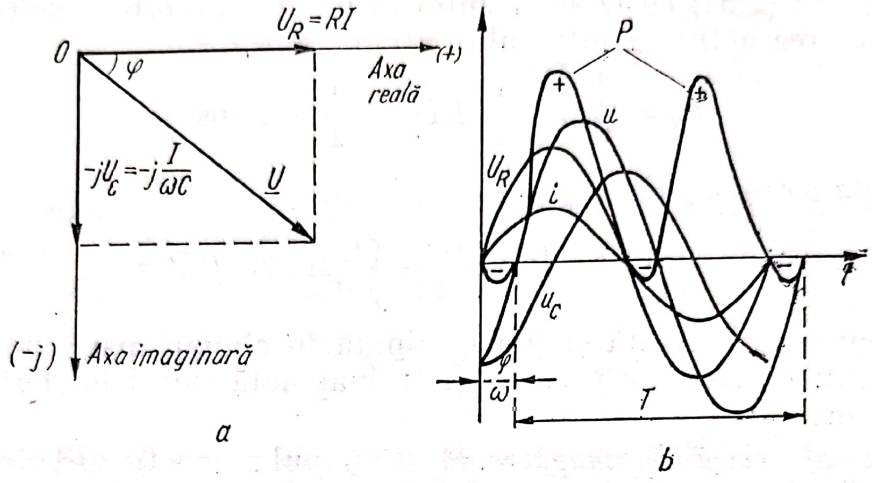



**Fig. 2.46.** Circuitul *RC* serie:
*a* — diagrama fazorială; *b* — variația în timp a mărimilor electrice tensiune, curent și putere.

unde $\underline{Z}$ este *impedanța* circuitului *RC*:

$$\underline{Z} = R - j\frac{1}{\omega C} = R - jX_C = Z e^{-j\varphi} \tag{2.57}$$

cu:

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = \sqrt{R^2 + X_C^2}\,; \quad X_C = \frac{1}{\omega C}$$

și:

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_C^2} = ZI = I\sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}\,. \tag{2.58}$$

Unghiul de defazare între tensiune și curent este dat de relația:

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega CR}\,. \tag{2.59}$$

În figura 2.47, *a*, este dată reprezentarea impedanței circuitului serie *RC* în planul complex. Vîrful vectorului $\underline{Z}$ descrie semidreapta negativă paralelă cu axa imaginară $\left(\operatorname{Re}\underline{Z} = \frac{1}{R}\right)$.

În figura 2.47, *b*, se reprezintă admitanța circuitului *RC* serie al cărui vector descrie un semicerc în cadranul I, care trece prin origine, avînd diametrul $\frac{1}{R}$ și centrul pe axa reală, deoarece:

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = Y e^{j\varphi}$$

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{1}{R}\,\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{X_C^2}{R^2}}} = \frac{1}{R}\,\frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\varphi}} = \frac{1}{R}\cos\varphi\,. \tag{2.60}$$



Scanned with OKEN Scanner

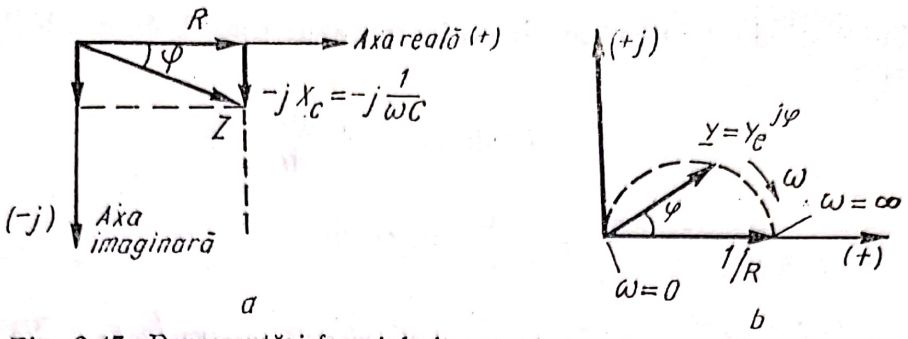



Fig. 2.47. Reprezentări fazoriale în complex pentru circuitul *RC* serie: *a* — impedanța $\underline{Z}$; *b* — admitanța $\underline{Y}$.

*Puterea* în cazul circuitului *RC* serie este:

$$ui = u_R i + u_C i$$

Primul termen $u_R i$ reprezintă puterea în rezistorul cu rezistență $R$, a cărei valoare medie este $\frac{RI^2}{2}$, iar cel de-al doilea termen $u_C i$ reprezintă puterea în condensatorul cu capacitate $C$, a cărei valoare medie este nulă.

În figura 2.46, *b*, este reprezentată și puterea $ui$.

*Energia absorbită* de la sursă și înmagazinată în cîmpul electric al condensatorului într-un sfert de perioadă este:

$$W_C = \int_{t_1}^{t_1+\frac{T}{4}} u_C i \, dt = C \int_0^{U_c} u_C \, du_C = \frac{CU_C^2}{2}. \qquad (2.61)$$

În următorul sfert de perioadă condensatorul se descarcă și energia acumulată anterior este înapoiată integral sursei.

Similar cu circuitul *RL* serie se disting noțiunile de:

*putere activă*

$$P_a = \frac{1}{2} RI^2 = \frac{1}{2} U_R I = \frac{1}{2} UI \cos \varphi; \qquad (2.62)$$

*putere reactivă*

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega C} I^2 = \frac{1}{2} \omega C U_C^2 = \frac{1}{2} U_C I = \frac{1}{2} UI \sin \varphi \qquad (2.63)$$

și *putere aparentă*

$$P_A = \sqrt{P_a^2 + P_r^2} = \frac{1}{2} UI. \qquad (2.64)$$

### 2.7.4.3. CIRCUITUL *RL* PARALEL

Circuitul *RL* paralel este reprezentat în figura 2.48.

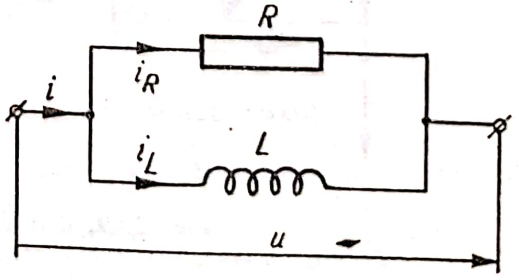



Fig. 2.48. Circuit *RL* paralel în regim sinusoidal.

Ținînd cont de rezultatele obținute în cazul unei bobine idealizate, se poate scrie:

$$u = U \sin \omega t = L \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} \tag{2.65}$$

$$\mathrm{d}i_L = \frac{U}{L} \sin \omega t \, \mathrm{d}t$$

$$i_L = \frac{U}{L} \int_{\frac{T}{4}}^{t} \sin \omega t \, \mathrm{d}t = -\frac{U}{\omega L} \cos \omega t = \frac{U}{\omega L} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= I_L \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \tag{2.66}$$

unde s-a notat: $I_L = \frac{U}{\omega L} = \frac{U}{X_L}$.

Rezultă că, în cazul circuitului $RL$ paralel, curentul prin bobina idealizată este defazat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii de la bornele acesteia.

În figura 2.49, *a* se reprezintă diagrama de fazori, iar în figura 2.49, *b*, variația în timp a mărimilor electrice.

Din figura 2.49, *a* rezultă:

$$\underline{I} = \left(\frac{1}{R} - \mathrm{j} \frac{1}{\omega L}\right) U = I \, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi}$$

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_L^2} \tag{2.67}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_L}{I_R} = \frac{\frac{U}{\omega L}}{\frac{U}{R}} = \frac{R}{\omega L}.$$

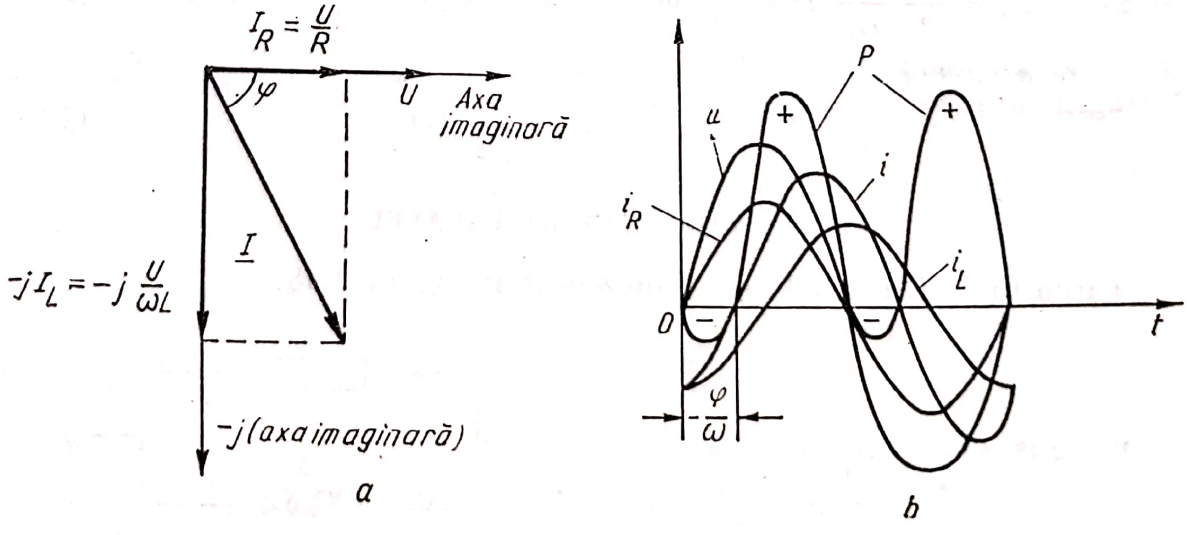



**Fig. 2.49.** Circuitul $RL$ paralel:
*a* — diagrama fazorială $U-I$; *b* — variația în timp a tensiunii, curentului și puterii.



Scanned with OKEN Scanner

Reprezentarea admitanței complexe $\underline{Y}$ (fig. 2.50, *a*) se face pe baza relațiilor:

$$\underline{Y} = \frac{\underline{I}}{U} = \frac{1}{R} - \mathrm{j}\frac{1}{\omega L} = Y\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\varphi}$$

$$Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{\omega^2 L^2}} = \frac{1}{R}\sqrt{1 + \frac{R^2}{\omega^2 L^2}} = \frac{1}{R}\sqrt{1 + \mathrm{tg}^2\,\varphi} = \frac{1}{R\cos\varphi}. \qquad (2.68)$$

Pentru $\omega \to 0$, $Y \to \infty$ și $\varphi \to \frac{\pi}{2}$, iar pentru $\omega \to \infty$, $Y \to \frac{1}{R}$ și $\varphi \to 0$.

*Impedanța* circuitului *RL* paralel:

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}} = Z\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi} \qquad (2.69)$$

unde:

$$Z = \frac{1}{Y} = R\cos\varphi$$

descrie în planul complex, cu vîrful vectorului său, un semicerc în cadranul I, care trece prin origine și care are diametrul $R$ (fig. 2.50, *b*). La $\omega = 0$, $Z = 0$ și $\varphi = \frac{\pi}{2}$, iar la $\omega \to \infty$, $Z \to R$ și $\varphi = 0$.

Aceasta înseamnă că ramura inductivă a circuitului devine un scurtcircuit în curent continuu ($\omega = 0$) și blochează complet curentul ($I_L = 0$) la o frecvență infinit de mare.

*Puterea* în cazul circuitului *RL* paralel este:

$$ui = ui_R + ui_L.$$

Primul termen $ui_R$ reprezintă puterea în rezistența $R$, a cărei valoare medie este $\frac{RI_R^2}{2}$, iar cel de-al doilea termen $ui_L$ reprezintă puterea în bobina idealizată a cărei valoare medie este nulă.

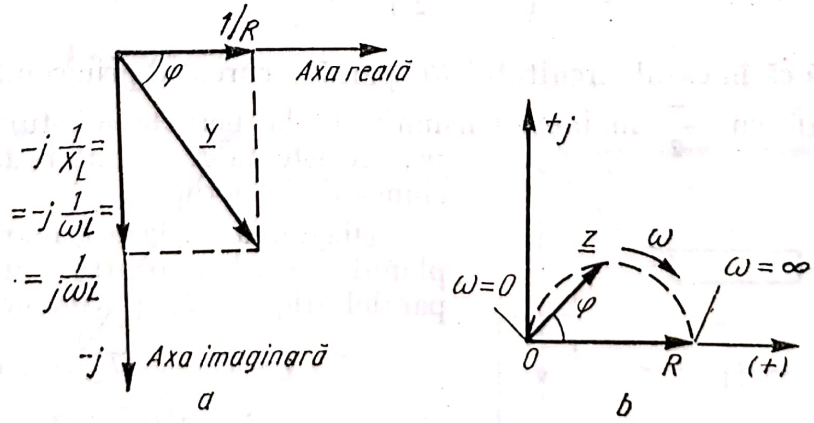



**Fig. 2.50.** Reprezentări fazoriale în complex pentru circuitul *RL* paralel:
*a* — admitanța $\underline{Y}$; *b* — impedanța $\underline{Z}$.



Scanned with OKEN Scanner

*Energia absorbită* de la sursă și înmagazinată în cîmpul magnetic al inductivității într-un sfert de perioadă este:

$$\int_0^{\frac{T}{4}} u i_L \, dt = L \int_0^{I_L} i_L \, di_L = \frac{L I_L^2}{2}. \tag{2.70}$$

În următorul sfert de perioadă, energia acumulată anterior este înapoiată integral sursei.

*Puterea activă*, *puterea reactivă* și respectiv *puterea aparentă* sînt exprimate prin relațiile:

$$P_a = \frac{1}{2} R I_R^2 = \frac{1}{2} U I_R = \frac{1}{2} U I \cos \varphi.$$

$$P_r = \frac{1}{2} \omega L I_L^2 = \frac{1}{2} U I_L = \frac{1}{2} U I \sin \varphi. \tag{2.71}$$

$$P_A = \sqrt{P_a^2 + P_r^2} = \frac{1}{2} U I.$$

Își menține valabilitatea, și în acest caz, relațiile (2.55).

### 2.7.4.4. CIRCUITUL *RC* PARALEL

Circuitul *RC* paralel este prezentat în figura 2.51.

Avînd în vedere rezultatele obținute în cazul studiului comportării în circuit a unui condensator idealizat, se poate scrie:

$$u = U \sin \omega t = \frac{1}{C} \int_0^t i_C \, dt \tag{2.72}$$

de unde:

$$i_C = C \frac{du}{dt} = \omega C U \cos \omega t = \omega C U \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) =$$

$$= I_C \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right); \; I_C = \omega C U. \tag{2.73}$$

Rezultă că în cazul circuitului *RC* paralel, curentul prin condensatorul *C* este defazat cu $\frac{\pi}{2}$ înaintea tensiunii de la bornele acestuia. Curentul prin rezistența *R* rămîne în fază cu tensiunea de la borne.

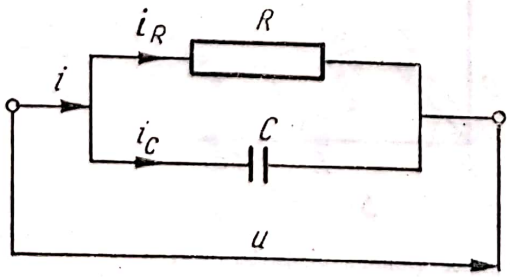



**Fig. 2.51.** Circuit *RL* paralel în regim sinusoidal.

Diagrama de fazori reprezentată în planul complex pentru circuitul *RC* paralel (fig. 2.52, *a*) conduce la:

$$\underline{I} = I_R + \mathrm{j} I_C = I \, e^{\mathrm{j}\varphi}$$

$$I = \sqrt{I_R^2 + I_C^2} \tag{2.74}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{I_C}{I_R} = \omega C R.$$



Scanned with OKEN Scanner

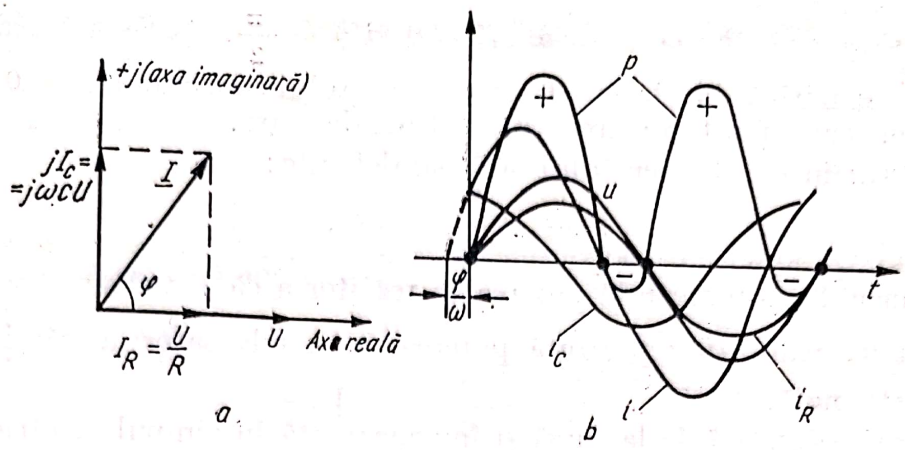



**Fig. 2.52.** Circuitul $RC$ paralel:
*a* — diagrama fazorială $U-I$; *b* — variația în timp a tensiunii, curentului și puterii.

În figura 2.52, *b*, se reprezintă variația în timp a mărimilor electrice.

Reprezentarea admitanței complexe $\underline{Y}$ (fig. 2.53, *a*) se face pe baza relațiilor:

$$\underline{Y} = \frac{\underline{I}}{U} = \frac{1}{R} + j\,\omega C = Y_R + \mathrm{j}\,Y_C = Y\,e^{j\varphi}$$

$$Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1 + \mathrm{tg}^2\,\varphi} = \frac{1}{R\cos\varphi}. \quad (2.75)$$

La $\omega = 0$, $Y = \frac{1}{R}$ și $\varphi = 0$, iar la $\omega \to \infty$, $Y \to \infty$, și $L = \frac{\pi}{2}$.

*Impedanța* circuitului $RC$ paralel:

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}} = Z\,e^{-j\varphi} \quad (2.76)$$

unde:

$$Z = \frac{1}{Y} = R\cos\varphi,$$

descrie în planul complex, cu vîrful vectorului său, un semicerc în cadranul IV, care trece prin origine și care are diametrul $R$ (fig. 2.53, *b*). La $\omega = 0$,

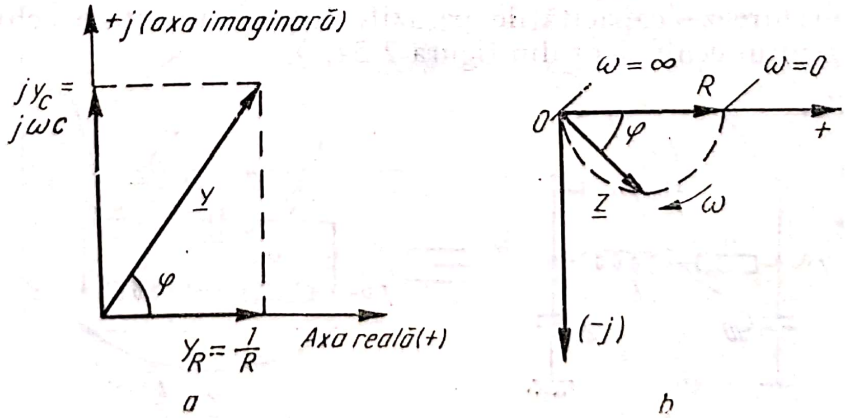



**Fig. 2.53.** Reprezentări fazoriale în complex pentru circuitul $RC$ paralel:
*a* — admitanța $\underline{Y}$; *b* — impedanța $\underline{Z}$.

$Z = R$ și $\varphi = 0$, iar la $\omega \to \infty$, $Z \to 0$ și $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Aceasta înseamnă că, ramura capacitivă blochează trecerea curentului continuu ($I_C = 0$) și constituie un scurtcircuit la o frecvență infinit de mare.

*Puterea* în cazul circuitului *RC* paralel este:

$$ui = ui_R + ui_C.$$

Termenul $ui_R$ reprezintă puterea în rezistor a cărei valoare medie este $\frac{RI_R^2}{2}$, iar termenul $ui_C$ reprezintă puterea în condensator a cărei valoare medie este nulă.

*Energia absorbită* de la sursă și înmagazinată în cîmpul electric al condensatorului într-un sfert de perioadă este:

$$W_C = \int_{t_1}^{t_1+\frac{T}{4}} ui_C \, dt = C \int_0^U u \, du = \frac{CU^2}{2}. \qquad (2.77)$$

În următorul sfert de perioadă condensatorul se descarcă și energia acumulată anterior este înapoiată integral sursei.

*Puterea activă*, *puterea reactivă* și *puterea aparentă* sînt exprimate prin relațiile:

$$P_a = \frac{1}{2} RI_R^2 = \frac{1}{2} UI_R = \frac{1}{2} UI \cos \varphi$$

$$P_r = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega C} I_C^2 = \frac{1}{2} \omega CU^2 = \frac{1}{2} U_C I_C = \frac{1}{2} UI \sin \varphi \qquad (2.78)$$

$$P_A = \sqrt{P_a^2 + P_r^2} = \frac{1}{2} UI.$$

Relațiile (2.55) își mențin valabilitatea și în cazul acestui circuit.

## 2.7.5. REZISTORUL TEHNIC REAL

Schema echivalentă a rezistorului tehnic este reprezentată în figura 2.54, *a*. Dacă se concentrează capacitățile parazite într-o capacitate echivalentă *C* se obține circuitul echivalent din figura 2.54, *b*.

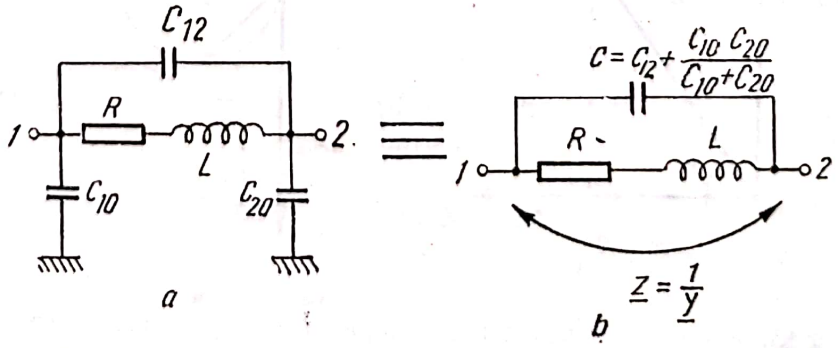



Fig. 2.54. Schema echivalentă a rezistorului tehnic real.



Scanned with OKEN Scanner

Datorită structurii în paralel, este comod să se calculeze *admitanța circuitului echivalent*:

$$\underline{Y} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C = \frac{1}{R}\left(\frac{1}{1 + j\,\omega\frac{L}{R}} + j\,\omega\,RC\right). \qquad (2.79)$$

Dacă se notează $\sqrt{LC} = 1/\omega_r$ și se normează admitanța în raport cu rezistența $R$, relația (2.79) se poate pune sub forma:

$$R\underline{Y} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)\frac{\sqrt{L/C}}{R}} + j\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)\frac{R}{\sqrt{L/C}}. \qquad (2.80)$$

Se urmărește să se studieze comportarea modelului din figura 2.54 în gama de frecvențe. Pentru aceasta se studiază funcția $R\underline{Y}$ avînd ca variabilă raportul $\frac{\omega}{\omega_r}$ și ca parametru raportul $\frac{\sqrt{L/C}}{R}$.

În figura 2.55 se reprezintă în planul complex admitanța normată $R\underline{Y}$. Locul geometric al vîrfului vectorului $R\underline{Y}$ descrie odată cu variația frecvenței curba $A$, care reprezintă *diagrama polară* sau *hodograful admitanței*.

În figura 2.56 se prezintă diagramele polare ale admitanței modelului considerat pentru trei valori ale parametrului $\frac{\sqrt{L/C}}{R}$ (2; 1 și 0,5).

— Pentru $\frac{\sqrt{L/C}}{R} < 1$, admitanța normată are un caracter capacitiv la orice frecvență.

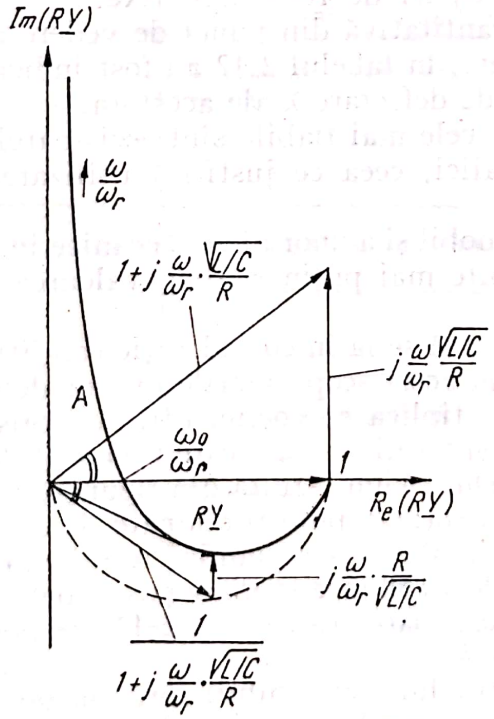



**Fig. 2.55.** Reprezentarea în planul complex a admitanței normate $R\underline{Y}$ a modelului din figura 2.54.

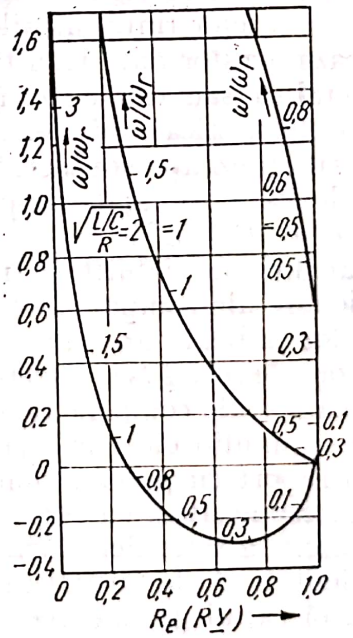



**Fig. 2.56.** Diagramele polare ale admitanței modelului din figura 2.54.



Scanned with OKEN Scanner

— Pentru $\frac{\sqrt{L/C}}{R} > 1$, aceasta are un caracter inductiv pentru frecvențe joase și capacitiv pentru frecvențe înalte, existînd o frecvență $\omega_0$, în jurul căreia modelul se comportă aproximativ ca o rezistență pură.

— Pentru $\frac{\sqrt{L/C}}{R} \approx 1$, modelul se comportă aproximativ ca o rezistență pură în domeniul frecvențelor joase pe o plajă pentru care $\frac{\omega}{\omega_r}$ are valori între 0 și 0,3.

Prin tehnologia construcției rezistorului se poate realiza relația dorită între rezistența $R$ și elementele parazite $L$ și $C$ vizînd o anumită comportare a rezistorului în banda de frecvență.

Astfel, studiul pe modele contribuie la găsirea *soluțiilor constructive și tehnologice optime* ținînd seama de cerințele asupra comportării rezistorului în circuit.

## 2.8. FIABILITATEA REZISTOARELOR

Prin numărul lor (30 — 40% din totalul componentelor aparaturii electronice), rezistoarele constituie componente a căror fiabilitate are o mare influență asupra fiabilității ansamblului. Pe baza datelor statistice, s-a estimat că defecțiunile datorate rezistoarelor reprezintă aproximativ 15% din numărul total al defecțiunilor.

Defecțiunile rezistoarelor fixe, determinate în special de solicitările electrice excesive ca și de factorii ambianței, depind esențial de tipul rezistorului. În tabelul 2.11 sînt evidențiate mecanismele și modurile de defectare corespunzătoare principalelor tipuri de rezistoare fixe.

Pentru a permite compararea cantitativă din punct de vedere a fiabilității diferitelor categorii de rezistoare, în tabelul 2.12 au fost indicate valorile medii a ratelor (intensităților) de defectare $\lambda$ ale acestora.

Pe baza acestor date rezultă că cele mai fiabile sînt rezistoarele cu peliculă metalică sau din oxizi metalici, ceea ce justifică utilizarea lor în aparatura electronică profesională.

Datorită prezenței contactului mobil și a unor piese mecanice în mișcare, rezistoarele variabile sînt componente mai puțin fiabile, valoarea medie a lui $\lambda$ fiind $4 \cdot 10^{-5}$ $(h^{-1})$.

În calculele de fiabilitate trebuie să se ia în considerație condițiile reale de funcționare ale componentelor; în acest scop valorile ratelor defectărilor rezistoarelor indicate anterior se multiplică cu coeficienții de corecție $k_{et}$, care țin cont de solicitările electrice și termice și $k_m$, care ține cont de solicitările mecanice ale componentelor. După cum rezultă din figura 2.57, îmbunătățirea regimului electric (prin micșorarea puterii disipate de către rezistor $P_d$ în raport cu puterea nominală $P_n$) și a regimului termic (asigurînd o răcire corespunzătoare a rezistențelor) conduce la micșorarea coeficientului $k_{et}$ și implicit, a ratei defectărilor rezistoarelor. Tabelul 2.13, indică unele valori orientative ale coeficientului $k_m$.

Rezultă că, alegerea corectă a tipului rezistorului, corespunzător ambianței în care acesta va lucra, stabilirea condițiilor electrice și termice optime determină în mod esențial fiabilitatea rezistorului și, implicit, a subsistemului din care el face parte.



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 2.11

**Unele moduri și mecanisme de defectare ale rezistoarelor**

| Tipuri de solicitare | Mecanismul de defectare | Modul de defectare care rezultă | Tipul de rezistor | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | De volum | Peliculă carbon | Peliculă metalică | Bobinat |
| *Solicitare electrică* | | | | | | |
| Tensiune excesivă | Deteriorarea sau străpungerea elementului rezistiv sau a izolației | Rezistență modificată | × | × | × | × |
| | | Rezistență întreruptă | + | × | × | |
| | | Rezistență scurtcircuitată | ++ | ++ | ++ | × |
| Putere disipată excesivă | Deteriorarea elementului rezistiv | Rezistență modificată | × | × | × | × |
| | | Rezistență întreruptă | + | × | × | × |
| | | Rezistență scurtcircuitată | × | | | |
| *Ambianță* | | | | | | |
| Șocuri, vibrații sau accelerație constantă | Deteriorarea elementului rezistiv sau a sistemului de fixare | Rezistență întreruptă | | × | × | × |
| Temperatură înaltă | Deteriorarea elementului rezistiv sau a izolației | Rezistență modificată | × | × | × | × |
| Șoc termic | Deteriorarea elementului rezistiv | Rezistență modificată | × | × | × | × |
| | | Rezistență întreruptă | × | × | × | × |
| Umiditate ridicată | Deteriorarea elementului rezistiv | Rezistență întreruptă | × | × | × | × |
| | Coroziune | Rezistență întreruptă | | × | × | × |
| | Scurgere la suprafață | Rezistență modificată | × | × | × | × |
| Atmosferă corozivă | Coroziune | Rezistență întreruptă | | × | × | × |
| | Scurgere la suprafață | Rezistență modificată | × | × | × | × |
| Radiație | Deteriorarea elementului rezistiv | Rezistență modificată | × | | | |

\+ Supratensiune sau putere disipată peste limita admisibilă.

++ Depinde de construcție sau de materialul de acoperire.



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 2.12

**Valori medii ale ratei defectărilor pentru unele tipuri de rezistoare**

| Tipul rezistorului | $\lambda_{med}$ ($h^{-1}$) |
|---|---|
| Rezistoare bobinate | $2\times 10^{-6}$ |
| Rezistoare cu peliculă de carbon cristalin | $1{,}5\ldots 2\times 10^{-6}$ |
| Rezistoare cu pelicule metalice sau oxizi metalici | $10^{-7}$ |
| Rezistoare de volum | $3\ldots 5\times 10^{-7}$ |
| Rezistoare realizate prin tehnologia straturilor subțiri | $10^{-8}$ |

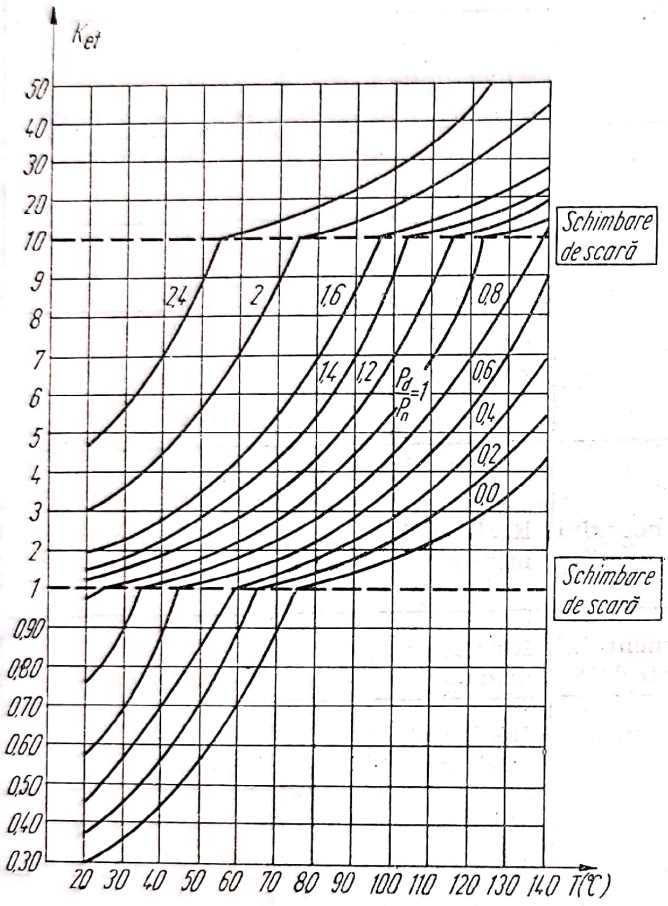



**Fig. 2.57.** Variația coeficientului de corecție a ratei defectărilor unui rezistor în funcție de temperatură și de solicitarea electrică relativă.

TABELUL 2.13

**Valori ale coeficientului de corecție $k_m$ pentru diferite condiții de utilizare a componentelor electronice**

| Condiții de utilizare a componentei | Valoarea coeficientului de corecție $k$ |
|---|---|
| Încăperi amenajate și laboratoare | 1 |
| Instalații staționare, la sol | 16 |
| Aparatură montată pe nave, în compartimente protejate | 28 |
| Aparatură dispusă pe platforme de cale ferată | 50 |
| Aparatură alpină | 90 |
| Aparatură de bord, montată pe avion | 120... 160 |
| Aparatură de bord, montată pe proiectile teleghidate | 280 |
| Aparatură de bord, montată pe rachete moderne puternice | 700 |

Scanned with OKEN Scanner

# 3

# CONDENSATOARE

## 3.1. GENERALITĂȚI

Condensatorul este componenta de circuit care, alături de rezistor, se utilizează cel mai des în schemele electronice.

Impedanța condensatorului are un caracter preponderent capacitiv. În practică, se întîlnesc condensatoare cu *capacitate fixă* sau *variabilă*, după natura aplicațiilor.

Constructiv, un condensator este alcătuit dintr-un *mediu dielectric* plasat între *două armături metalice*. Conectarea în circuit se face prin intermediul a *două terminale* aflate în strîns contact cu armăturile metalice.

*Capacitatea condensatorului* depinde de *permitivitatea dielectricului* utilizat, de *aria armăturilor* și de *grosimea dielectricului*, respectiv de *distanța dintre armături*.

Astfel, *condensatorul plan* cu armăturile plasate în vid, figura 3.1, prezintă o capacitate a cărei valoare se calculează cu relația:

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{d} \tag{3.1}$$

unde:

$\varepsilon_0$ este permitivitatea dielectrică absolută a vidului;

$A$ — aria armăturilor plane;

$d$ — distanța dintre armături.

În cazul unui *condensator cilindric*, figura 3.2, valoarea capacității este dată de relația:

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0 l}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \tag{3.2}$$

unde:

$\varepsilon_0$ este permitivitatea dielectrică absolută a vidului;

$l$ — lungimea cilindrului (v. fig. 3.2);

$a$ — raza cilindrului interior;

$b$ — raza cilindrului exterior.

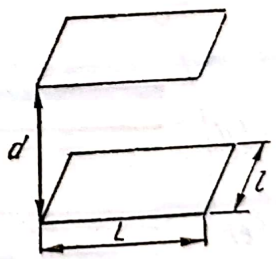



Fig. 3.1. Condensatorul plan cu armăturile plasate în vid.

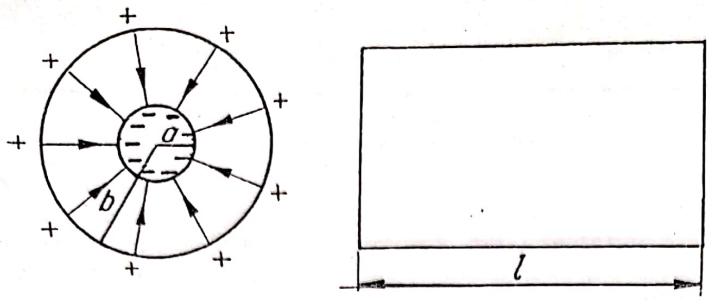



Fig. 3.2. Condensatorul cilindric.

Dacă între armăturile unui condensator se introduce un material dielectric se constată că, la aceeași diferență de potențial aplicată la bornele condesatorului, sarcina pe armături este mai mare decît cea acumulată la condensatorul cu vid.

Se definește *permitivitatea* $\varepsilon_r$ (*constanta dielectrică*) a materialului dielectric ca:

$$\varepsilon_r = \frac{C_d}{C_0} \tag{3.3}$$

unde:

$\varepsilon_r$ este permitivitatea (constantă dielectrică) relativă a materialului;

$C_d$ — capacitatea condensatorului cu dielectric;

$C_0$ — capacitatea condensatorului în vid.

În tabelul 3.1. se prezintă proprietățile unor dielectrici uzuali.

Dacă între armăturile condensatorului se introduc straturi de dielectric (fig. 3.3), tensiunea la bornele condensatorului este [28]:

TABELUL 3.1

**Proprietățile unor dielectrici uzuali**

| Materialul | Constanta dielectricului | Rigiditatea dielectrică (kV/mm) |
|---|---|---|
| Vid | 1,00000 | |
| Aer | 1,00054 | 0,8 |
| Apă | 78 | — |
| Hîrtie | 3,5 | 14 |
| Mică roșie | 5,4 | 160 |
| Chihlimbar | 2,7 | 90 |
| Porțelan | 6 | 4 |
| Sticlă de cuarț | 3,8 | 8 |
| Sticlă pirex | 4,5 | 13 |
| Bachelită | 4,8 | 12 |
| Polietilenă | 2,3 | 50 |
| Poliester | 2,6 | 25 |
| Teflon | 2,1 | 60 |

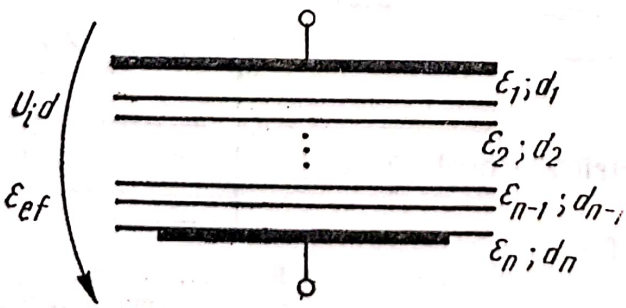



Fig. 3.3. Condensatorul plan cu dielectric.

$$U = \Sigma U_i = \sum_{i=1}^{n} E_i d_i, \tag{3.4}$$

unde:

$U$ este tensiunea de la bornele condensatorului;

$U_i$ — căderea de tensiune pe fiecare strat dielectric;

$E_i, d_i$ — intensitatea cîmpului electric, respectiv grosimea dielectricului din stratul $i$;

$n$ — numărul straturilor dielectrice.

Dielectricii fiind uniformi ca grosime, se poate scrie:

$$d = \sum_{i=1}^{n} d_i \tag{3.5}$$

unde:

$d$ este grosimea totală a dielectricului dintre armături.

La limita de trecere între straturile de dielectrici inducția electrică este aceeași (se neglijează efectul de margine) și se poate scrie:

$$\varepsilon_i E_i = \varepsilon_j E_j, \tag{3.6}$$



Scanned with OKEN Scanner

unde:

$E_i$ este intensitatea cîmpului electric cu dielectricul din stratul $i$.

În aceste condiții (3.4) se poate scrie sub forma:

$$U = d_1 \frac{\varepsilon_x E_x}{\varepsilon_1} + \ldots + d_i \frac{\varepsilon_x E_x}{\varepsilon_i} + \ldots + d_x E_x + \ldots + d_n \frac{\varepsilon_x E_x}{\varepsilon_n}$$

sau:

$$U = E_x \left( d_x + \varepsilon_x \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq x}}^{n} \frac{d_i}{\varepsilon_i} \right) \tag{3.7}$$

de unde se poate determina expresia intensității cîmpului electric $E_x$ a unui strat dielectric oarecare $x$ dintre armăturile condensatorului:

$$E_x = \frac{U}{d_x + \varepsilon_x \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq x}}^{n} \frac{d_i}{\varepsilon_i}} \tag{3.8}$$

În cazul în care se definește o intensitate medie $E$ a cîmpului electric:

$$E = \frac{U}{d} \tag{3.9}$$

cu:

$$\varepsilon_{ef} E = \varepsilon_i E_i \tag{3.10}$$

se obține:

$$U = E_d = \sum_{i=1}^{n} E_i d_i = \varepsilon_{ef} E \sum_{i=1}^{n} \frac{d_i}{\varepsilon_i} \tag{3.11}$$

unde: $\varepsilon_r$ este constanta dielectrică efectivă.

Din ecuația (3.11) rezultă expresia constantei dielectrice efective:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{d}{\sum_{i=1}^{n} \frac{d_i}{\varepsilon_i}} \tag{3.12}$$

În cazul unui dielectric (fig. 3.4), cu $n = 3$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_3 = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ și $d_1 = d_2 = d_3 = \frac{1}{3} d$, $\varepsilon_2 = \varepsilon_0$ (dielectric aer), rezultă:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{3 \varepsilon_0 \varepsilon_r}{2 + \varepsilon_r} \tag{3.13}$$

Se observă că $\varepsilon_{ef}$ ia valorile:

$$\varepsilon_{ef} = \begin{cases} \varepsilon_0 \text{ pentru } \varepsilon_r = 1 \\ 3 \varepsilon_0 \text{ pentru } \varepsilon_r \gg 2 \end{cases}$$

Calculînd valoarea intensității cîmpului electric în stratul al doilea se obține:

$$E_2 = \frac{3 \varepsilon_r E}{2 + \varepsilon_r} \tag{3.14}$$

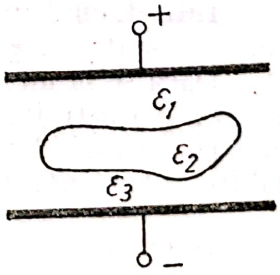



**Fig. 3.4.** Condensatorul plan cu dielectric neomogen.



Scanned with OKEN Scanner

expresie care, funcție de $\varepsilon_r$, poate lua valorile limită:

$$E_2 = \begin{cases} E \text{ pentru } \varepsilon_r = 1 \\ 3\ E \text{ pentru } \varepsilon_r \gg 2 \end{cases}$$

Astfel, prin introducerea unui dielectric în spațiul cu aer dintre armăturile unui condensator, intensitatea cîmpului electric crește, ceea ce poate duce la străpungerea stratului de aer rămas.

Acest exemplu ilustrează cît de periculoase pot fi incluziunile cu dielectric gazos, la fabricația condensatoarelor cu dielectric solid. Existența lor, chiar dacă nu duce la străpungerea condensatorului, poate fi o sursă importantă de zgomot și deci o sursă de perturbare a circuitului electronic în care funcționează componenta. Acest gen de perturbații sînt periculoase mai ales în sistemele cu circuite integrate unde impulsurile de foarte scurtă durată pot fi interpretate de sistem, drept semnale utile.

## 3.2. MATERIALELE UTILIZATE ÎN FABRICAREA CONDENSATOARELOR

Din cele prezentate în § 3.1 rezultă că un condensator este alcătuit din *armături* și *dielectric*.

*Armăturile* sînt confecționate din materiale conductoare a căror rezistivitate este indicat să fie cît mai mică posibil (*cupru, aluminiu, argint* etc.). *Formele* armăturilor depind de forma constructivă a condensatoarelor și de tehnologia de realizare, putînd fi *plane, bobinate, cilindrice* etc.

*Dielectricii* reprezintă materiale izolatoare, solide, lichide sau gazoase, organice sau anorganice, caracterizate în principal prin permitivitatea $\underline{\varepsilon}$ [9].

$$\underline{\varepsilon} = \frac{\underline{D}}{\varepsilon_0 \underline{E}} = \varepsilon' - j\varepsilon'' \qquad (3.15)$$

unde:

$\underline{\varepsilon}$ este permitivitatea complexă relativă;
$\underline{D}$ — inducția electrică [$C/m^2$];
$\underline{E}$ — intensitatea cîmpului electric [$V/m$];
$\varepsilon_0$ — permitivitatea vidului [$F/m$] ce se poate interpreta ca fiind permitivitatea mediului izotrop în care un cîmp electric de 1 V/m produce o inducție electrică de 1 $C/m^2$

Introducînd unitățile de măsură ce caracterizează mărimile din relația (3.15) rezultă că $\underline{\varepsilon}$ este o *mărime adimensională*.

Dacă se ia un condensator și între armăturile lui se introduce un dielectric cu permitivitatea complexă relativă $\underline{\varepsilon}$, presupunînd că liniile de cîmp electric se închid în întregime prin material (efectul de margine este neglijabil), *admitanța* la bornele condensatorului are expresia:

$$Y = j\omega \underline{\varepsilon} C_0 = \omega \varepsilon'' C_0 + j\omega \varepsilon' C_0 \qquad (3.16)$$

sau:

$$Y = \frac{1}{R_{ech}} + j\omega C_{ech},$$



Scanned with OKEN Scanner

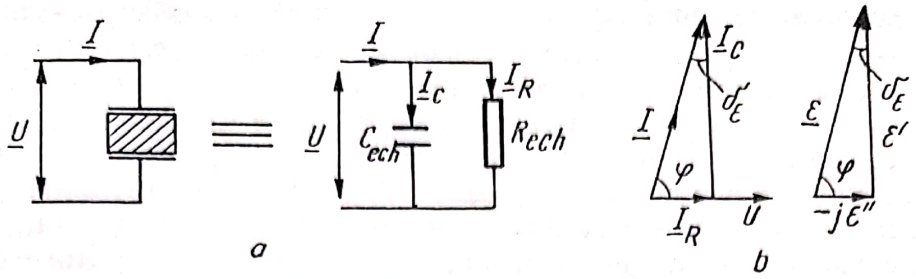



**Fig. 3.5.** Condensatorul cu dielectric:
*a* — impedanța echivalentă; *b* — diagrama de fazori.

ceea ce corespunde unei structuri de impedanță paralel (fig. 3.5, *a*, *b*) formată dintr-un condensator ideal (fără pierderi) de capacitate $C_{ech}$ și o rezistență echivalentă $R_{ech}$ :

$$C_{ech} = \varepsilon' C_0$$

$$R_{ech} = \frac{1}{\omega \varepsilon'' C_0} \tag{3.17}$$

Dacă se reprezintă diagrama de fazori pentru circuitul din figura 3.5, *b* se observă că între tensiunea $\underline{U}$ aplicată la bornele condensatorului și curentul $\underline{I}$ apare un defazaj $\varphi$ mai mic decît $\frac{\pi}{2}$, cît ar trebui să fie în cazul unui condensator fără pierderi. Aceasta se explică tocmai prin pierderile pe care la introduce dielectricul. Complementul unghiului de defazaj $\varphi$ este $\delta_\varepsilon$ și se numește *unghi de pierderi*. *Tangenta* trigonometrică a *unghiului de pierderi* este o mărime ce caracterizează dielectricul din punctul de vedere al pierderilor:

$$\operatorname{tg} \delta_\varepsilon = \frac{\underline{I}_R}{\underline{I}_C} \tag{3.18}$$

Deoarece:

$$\underline{I}_R = \frac{U}{R_{ech}} \quad \text{și} \quad \underline{I}_C = U \omega C_{ech}$$

și ținînd cont de (3.16), relația (3.18) devine:

$$\operatorname{tg} \delta_\varepsilon = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \tag{3.19}$$

Inversul tangentei unghiului de pierderi se numește *factor de calitate* al materialului dielectric și se notează cu $Q$:

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta_\varepsilon} = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon''} \tag{3.20}$$

În cîmpuri electrice puternice, densitatea curentului de conducție în materialul dielectric nu mai depinde liniar de intensitatea cîmpului, materialul pierzîndu-și proprietățile izolante. Fenomenul se numește *străpungerea dielectricului*, iar valoarea intensității cîmpului ($E_{str}$) la care se produce acest fenomen poartă denumirea de *rigiditate dielectrică*.



Scanned with OKEN Scanner

Se pot menționa mai multe mecanisme de străpungere [9]:

a) *Străpungere prin ionizare*, în cazul *dielectricilor gazoși*, se datorește, în majoritatea cazurilor, ionizărilor prin ciocnire, străpungerea producîndu-se atunci cînd energia cinetică a purtătorilor de sarcină liberi (electroni și ioni), accelerați de cîmpul electric, este suficientă pentru a produce ionizarea prin ciocnire a moleculelor gazului. Datorită lungimii mari a drumului liber mediu a purtătorilor de sarcină în gaze, deci a unei energii mari acumulate sub acțiunea cîmpului între două ciocniri, rigiditatea gazelor sub presiune normală nu este prea ridicată (pentru aer la presiune normală $E_{str} = 3$ MV/m).

Același tip de străpungere se întîlnește și la *dielectricii lichizi* cu observația că, din cauza drumului liber mediu, care în cazul lichidului este mult mai mic comparativ cu cel din mediul gazos, rigiditatea dielectrică este mai ridicată. La dielectricii lichizi cu puritate înaintată se poate ajunge în jurul a 100 MV/m. Pe măsură ce scade puritatea, scade și rigiditatea din cauza unor adaosuri de apă, bule de gaz etc.

Străpungerea prin ionizare este specifică și *dielectricilor solizi* datorită ionizărilor în incluziunile gazoase din dielectric sau în dielectricul lichid de impregnare. Dacă în incluziunea gazoasă intensitatea cîmpului atinge o valoare suficient de ridicată pentru a declanșa străpungerea în gaz, atunci aceasta favorizează în continuare apariția străpungerii în acea parte a dielectricului solid care se învecinează cu incluziunea. În cazul *dielectricilor organici* fenomenele care favorizează străpungerea în solid pot fi [9]:

— acțiunea nemijlocită asupra dielectricului prin bombardament cu ioni și electroni proveniți prin ionizarea gazului;

— acțiunea temperaturilor ridicate generate local prin străpungerea incluziunilor gazoase;

— acțiunea chimică asupra dielectricului a produselor rezultate prin ionizarea gazului, în special ozonul și oxizi de azot, care produc oxidări puternice.

Acțiunea primelor două din aceste fenomene, și în special a primului, este de scurtă durată, în timp ce ultimul este un proces îndelungat. Ca urmare străpungerea dielectricilor solizi cauzată de străpungerea prin ionizare poate dura de la zecimi de secundă la zeci de ore, în funcție de preponderența acțiunilor amintite.

*Dielectricii anorganici*, a căror stabilitate chimică este mai ridicată, comparativ cu cei organici, pot prezenta, de asemenea, datorită incluziunilor gazoase, străpungeri prin ionizare. Acestea însă favorizează mai mult, datorită temperaturii pe care o degajă, străpungerea termică sau determină, prin apariția unor forțe mecanice, fisurarea dielectricului.

b) *Străpungerea termică* se explică prin diferența de căldură ce apare între cantitatea de căldură ce se dezvoltă datorită pierderilor în dielectricii solizi și cantitatea de căldură pe care dielectricul o poate ceda mediului ambiant. În cazul în care cele două cantități de căldură ar fi egale dilectricul nu s-ar încălzi și străpungerea termică nu s-ar manifesta. În cazul în care cantitatea de căldură dezvoltată este mai mare ca cea cedată, diferența de căldură determină o creștere a încălzirii locale, ceea ce contribuie la ridicarea temperaturii dielectricului și deci la o creștere a curentului de conducție.



Scanned with OKEN Scanner

Aceasta are ca rezultat creșterea în mai mare măsură a cantității de căldură dezvoltată. Se produce astfel o avalanșă termică care continuă pînă la distrugerea dielectricului (cei anorganici se topesc, cei organici ard).

c) *Străpungerea electrică*. Cu toate că drumul liber mediu al purtătorilor de sarcină este foarte mic în dielectricii solizi, comparativ cu cei gazoși și lichizi, totuși și în acest caz pot avea loc ionizări prin ciocnire care duc la străpungerea electrică. Drumul liber mediu fiind foarte mic rezultă și existența unor rigidități dielectrice de ordinul sutelor de MV/m. În cazul dielectricilor polari, rigiditatea are o valoare mai mare din cauza dipolilor sau a grupelor polare care nu favorizează, datorită legăturilor puternice existente între ele, eliberarea electronilor care să participe la străpungere. Creșterea temperaturii determină, ca dealtfel și la celelalte tipuri, micșorarea rigidității dielectrice.

d) *Străpungerea electrochimică*. La o acțiune mai îndelungată a curentului continuu asupra dielectricului, în acesta pot apărea procese electrochimice care duc, în ultimă instanță, la distrugerea sa. Acest tip de străpungere este condiționat de existența în dielectric a unui curent de conducție de natură ionică. Temperaturile ridicate, favorizînd atît conducția cît și reacțiile chimice, accelerează străpungerea electrochimică a dielectricilor. Acest proces este de lungă durată, de ordinul a sute de mii de ore. Dat fiind acest lucru, este necesar ca la utilizarea dielectricilor să se țină seama de această caracteristică care influențează în mod direct fiabilitatea dispozitivului ce folosește dielectricul.

Pentru un anumit tip de material dielectric, funcție de natura sa și de condițiile specifice de utilizare, predomină unul sau altul din cele patru mecanisme de străpungere menționate. În plus, de foarte multe ori un același tip de material poate prezenta mecanisme de străpungere ce se schimbă în funcție de condițiile de utilizare (de exemplu de la străpungerea prin ionizare să se treacă la una termică). Cîteva tipuri de dielectrici sînt indicați în tabelul 3.1.

## 3.3. CONDENSATOARE FIXE

### 3.3.1. TEHNOLOGIA CONDENSATOARELOR FIXE

După dielectricul folosit, se întîlnesc condensatoare cu hîrtie, cu film plastic, ceramice, cu mică, cu sticlă, electrolitice etc.

*Condensatoarele cu hîrtie* se realizează (fig. 3.6) prin bobinarea a două sau mai multe folii de hîrtie impregnată (*hîrtia de condensator*) plasate între două folii de aluminiu, în calitate de armături.

*Dielectricul* este format din două sau mai multe folii de *hîrtie de condensator* suprapuse cu scopul de a micșora probabilitatea străpungerii dielectricului cauzată de unele particule conductoare (incluziuni de carbon) înglobate în masa hîrtiei. Nu se recomandă utilizarea unui număr prea mare de folii de hîrtie deoarece crește prea mult gabaritul condensatorului. *Armăturile* sînt alcătuite din *folii de aluminiu* a căror grosime variază între 5 și 15 μm.

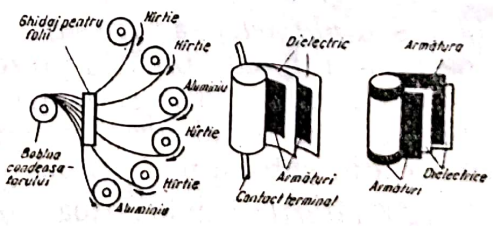



**Fig. 3.6.** Condensatoare cu hîrtie.



Scanned with OKEN Scanner

Construite ca în figura 3.6, *b*, condensatoarele ar prezenta o inductivitate destul de ridicată datorită formei bobinate. Pentru ca acest efect să se micșoreze, armăturile se decalează între ele (fig. 3.6, *c*) iar, în final, spirele fiecărei armături se scurtcircuitează la capăt. Ca dezavantaj pentru condensatoarele antiinductive se menționează faptul că, prin decalarea armăturilor, capacitatea specifică (raportul între capacitatea condensatorului și volumul pe care-l ocupă acesta) scade.

După bobinare, condensatoarele se *impregnează* cu dielectrici lichizi de tipul uleiului de condensator, triclordifenilului, pentaclordifenilului sau cu dielectrici solizi ca parafina, cerezina, rășini epoxidice. Această impregnare determină creșterea rigidității de străpungere a dielectricului deoarece eventualele incluziuni de gaz existente în condensator sînt înlocuite cu impregnant. Prin aceasta se micșorează posibilitatea de străpungere prin ionizarea gazului, rămînînd posibile însă celelalte tipuri de străpungere.

O creștere importantă a capacității specifice se realizează prin utilizarea *hîrtiei metalizate*. Aceasta se obține prin depunerea pe hîrtie, în vid, a unui strat metalic foarte fin, cu o grosime de 0,1 μm. Avantajul acestor condensatoare constă în faptul că, la străpungerea accidentală a dielectricului (eventual scurtcircuitul poate fi cauzat de incluziunile metalice existente în dielectric) armătura foarte subțire se evaporă datorită căldurii degajată pe seama curentului de scurtcircuit. Astfel se izolează locul defecțiunii, condensatorul rămînînd în stare de funcționare. Evident, deoarece suprafața efectivă a armăturilor este mai mică, se micșorează, de asemenea și capacitatea condensatorului.

*Condensatoarele cu peliculă plastică* numite și cu film plastic se realizează după o tehnologie similară celor cu hîrtie. *Dielectricul* lor este alcătuit dintr-o peliculă de *material plastic*, iar *armăturile* din *folii de aluminiu* sau *pelicule de aluminiu* obținute prin depunerea în vid a aluminiului pe dielectric. După bobinare, condensatorul *nu se mai impregnează* decît în cazul în care acesta este destinat să lucreze în condiții climatice dificile (umiditate ridicată).

Materialele plastice nu prezintă puncte conductoare sau găuri microscopice, de aceea se poate folosi o singură folie ca dielectric. Cu ajutorul peliculelor plastice se pot obține rezistențe de izolație foarte mari. Prin folosirea peliculelor plastice metalizate sau chiar a hîrtiei metalizate, se obține o reducere substanțială a gabaritului condensatoarelor și o funcționare la tensiuni mai ridicate, pentru o aceeași grosime a dielectricului. Dat fiind faptul că la fabricarea condensatorului cu peliculă metalizată se folosesc folii din dielectrici polari, de tipul polietilentereftalat, policarbonat, rășină poliamidică, pierderile în dielectric sînt mai mari cu cca două ordine de mărime față de cele cu pelicula plastică nemetalizată. Acestea din urmă folosesc dielectrici nepolari, de tipul polistirenului, polietilenei, polipropilenei, politetrafluoretilenei etc. Condensatoarele cu polistiren se mai întîlnesc sub numele de *condensatoare stiroflex*.

*Condensatoarele ceramice*, din punct de vedere constructiv, pot fi *plane* (*disc* sau *plachete*) sau *cilindrice*. Tehnologia lor diferă substanțial de tehnologiile menționate pînă în prezent. *Dielectricul* este o *ceramică* formată dintr-un amestec de silicați de magneziu, de aluminiu, de corindon, de zirconiu etc., la care se adaugă, în funcție de permitivitatea dorită, una sau mai multe din substanțele: titan, bariu, calciu, magneziu.

*Armăturile* condensatoarelor ceramice sînt realizate prin *depunerea* pe suprafața dielectricului a *argintului*, prin descompunerea termică a unei



Scanned with OKEN Scanner

soluții coloidale de $AgCO_3$, $BiO_3$ sau $PbB_4O_7$. În urma tratamentului termic (800—850°) se obține un strat de argint cu o grosime de 7—12 μm. Dacă se doresc armături mai groase, necesare condensatoarelor ce funcționează în condiții de curenți mari, operația de argintare se repetă de cîteva ori. Folosirea armăturilor de argint ușurează operația tehnologică de lipire a terminalelor, permite o bună aderență a argintului la dielectric și elimină eventualele incluziuni de aer ce ar putea apărea între dielectric și armătură. Aceasta contribuie substanțial la creșterea rigidității condensatoarelor ceramice.

*Dielectricul* condensatoarelor ceramice este alcătuit din materiale ale căror caracteristici sînt destul de diferite. Totuși, acestea se pot îngloba în două grupe distincte.

*Materialele ceramice din grupa I*; au la bază titanați de magneziu sau de calciu, iar constanta lor dielectrică este cuprinsă între 5 și 200. Condensatoarele realizate cu acești dielectrici se bucură de o stabilitate a capacității, un unghi de pierderi scăzut și o variație liniară a capacității cu temperatura.

*Materialele ceramice din grupa a II-a*; au la bază titanații și zirconații de bariu sau de stronțiu, prezintă o permitivitate foarte mare ajungînd chiar pînă la 15 000, însă sînt foarte instabile, iar tangenta unghiului de pierderi este mai mare cel puțin cu un ordin de mărime decît în cazul materialelor ceramice din grupa I. De aceea, materialele din grupa a II-a se utilizează la fabricarea condensatoarelor de decuplaj, a celor miniatură, a condensatoarelor a căror toleranță și instabilitate admisibilă pot fi relativ mari.

Aria redusă a armăturilor condensatoarelor ceramice plane conduce la o limitare în obținerea de condensatoare ceramice cu capacități de valori mari. Pentru a elimina acest inconvenient, utilizînd totuși materiale ceramice din grupa I, în ultimul timp s-a dezvoltat tehnologia de obținere a *condensatoarelor ceramice multistrat*. Acestea se realizează sub forma unor straturi succesive de dielectric și material conductor. Cu cît numărul straturilor este mai mare cu atît valoarea capacității condensatorului crește. Ulterior, se scurtcircuitează convenabil foliile conductoare constituindu-se astfel armăturile condensatorului (fig. 3.7).

*Condensatoarele cu mică* folosesc ca *dielectric mica*, unul dintre cele mai bune materiale dielectrice. Constructiv, condensatoarele cu mică sînt plane, cu *armăturile* din *folii de staniu, cupru electrolitic, aluminiu* etc. dispuse alternativ între straturile de dielectric. Armăturile se scot, pe o parte, cele pare, pe cealaltă parte, cele impare, după care, fiecare din aceste categorii de armături se scurtcircuitează. În acest mod apar mai multe condensatoare legate în paralel, ceea ce determină creșterea capacității totale. În cazul utilizării foliilor de mică argintate sînt eliminate orice interstiții între dielectric și armături. Totodată se obține un coeficient de temperatură al capacității mai mic, datorită aderării perfecte a armăturilor pe folia de mică al cărui coeficient de dilatare este foarte scăzut (cca $2—3.10^{-5}/°K$).

*Condensatoarele cu sticlă* folosesc ca *dielectric sticle silicat* cu conținut mare de oxizi grei BaO sau PbO, care au $\varepsilon'$ ridicat, pierderi în dielectric relativ mici și o rigiditate dielectrică foarte mare (250 — 300 MV/m). Foliile de dielectrici de 25 μm sînt obținute prin extrudere după care se decupează plăcuțe care se utilizează în tehnologia multistrat.

*Armăturile* se realizează din *aluminiu* sau *aur*. Condensatorul astfel obținut se încălzește într-un cuptor

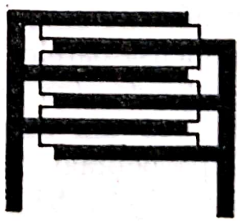


**Fig. 3.7.** Condensatorul ceramic multistrat.



Scanned with OKEN Scanner

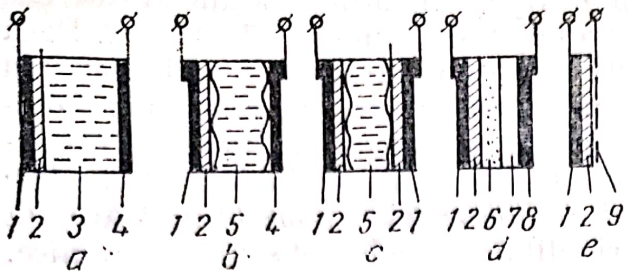



**Fig. 3.8.** Condensatoare electrolitice:
*a* — cu electrolit lichid; *b* — semiud; *c* — semiuscat nepolarizat; *d* — cu electrolit solid; *e* — oxid-metal. 1 — armătură anod; 2 — peliculă de oxid dielectric; 3 — electrolit lichid; 4 — folie metalică în contact cu armătura electrolit; 5 — electrolitul impregnat într-un dielectric poros; 6 — strat semiconductor (electrolit solid); 7 — strat de grafit; 8 — strat metalic depus prin pulverizare; 9 — strat metalic depus prin evaporare în vid.

la temperaturi apropiate de temperatura de topire a sticlei. Simultan, condensatorul este supus unei operații de presare pentru eliminarea aerului existent între armături și dielectric, obținîndu-se astfel o masă compactă.

*Condensatoarele electrolitice* folosesc drept *dielectric* o peliculă de oxid unipolar foarte subțire, ceea ce permite obținerea de capacități specifice mari (sute de microfarazi pe cm³). Peliculele subțiri de oxizi ca $Al_2O_3$, $Ta_2O_5$, $Mb_2O_5$, $TiO_2$ prezintă rezistivități și rigidități dielectrice foarte mari și sînt stabile în timp.

*Una din armăturile* condensatorului electrolitic este construită chiar din metalul pe care se obține stratul de oxid dielectric. Rolul celei de-*a doua armături* îl joacă un electrolit, care se găsește în contact cu o folie metalică ce asigură legătura de ieșire a acestuia. Electrolitul poate fi lichid (fig. 3.8, *a*,) sau impregnat într-un dielectric poros (fig. 3.8, *b*).

Condensatoarele electrolitice sînt în principal condensatoare polarizate, ele distrugîndu-se la o montare inversă a tensiunii continue la borne. În cazul în care amplitudinea tensiunii alternative care s-ar aplica nu depășește valoarea componentei continue, condensatorul poate funcționa și în regim de curent alternativ (pulsatoriu). Sînt situații cînd, chiar fără a exista la borne o componentă continuă, un condensator electrolitic poate funcționa în regim de curent alternativ, aceasta numai dacă în alternanța negativă a semnalului valoarea curentului nu produce o încălzire excesivă.

Modul de polarizare prezentat este specific polarizării inverse a unei joncțiuni metal-oxid adică a unui curent de conducție minim prin condensator. În cazul construirii de condensatoare electrolitice nepolarizate (fig. 4.8, *c*,) se aplică soluția legării în serie a două joncțiuni metal-oxid astfel ca fiecare joncțiune să fie polarizată invers, pentru una din alternanțe.

*Condensatoarele cu aluminiu semiuscate* sînt, constructiv, condensatoare bobinate. *Armătura anod* se realizează din *folii de aluminiu* de grosimi între 50—120 μm. Folia anod se asperizează pentru mărirea artificială a suprafeței efective. Oxidarea are loc în celule electrolitice în care folia de aluminiu reprezintă anodul, folosind electroliți care să nu dizolve aluminiul sau oxidul de aluminiu, de exemplu acidul boric cu adaos de borat de sodiu. Operația următoare este bobinarea condensatorului care se face similar tehnologiei condensatoarelor cu hîrtie. Se folosesc folia de *aluminiu oxidat* (*anodul*), o *folie de aluminiu neasperizată* (*catodul*) și *două folii de hîrtie* cu grosimea 25—100 μm care reprezintă suportul în care se va impregna electrolitul. După bobinare se *impregnează* cu un electrolit care trebuie să fie stabil în timp și să aibă o rezistență electrică cît mai mică și cît mai puțin variabilă cu frecvența și temperatura. După impregnare condensatorul se *etanșează* și se *formează* la o tensiune ușor superioară tensiunii nominale ceea ce reface pelicula dielectrică de oxid distrusă în timpul fabricației.



Scanned with OKEN Scanner

*Condensatoarele cu tantal semiuscate* sînt asemănătoare, constructiv, celor cu aluminiu. Proprietățile mecanice superioare ale tantalului permit folosirea unei folii de grosime mai mică ceea ce, împreună cu permitivitatea aproape dublă a oxidului de tantal comparativ cu oxidul de aluminiu, conferă condensatoarelor cu tantal o capacitate specifică mai mare.

## 3.3.2. CARACTERISTICILE CONDENSATOARELOR FIXE

Principalele caracteristici ale condensatoarelor fixe sînt: *capacitatea nominală* ($C_n$); *tensiunea nominală* ($U_n$); *rezistența la izolație* ($R_{iz}$); *tangenta unghiului de pierderi* (tg $\delta$); *intervalul temperaturilor de lucru; coeficientul de variație a capacității cu temperatura* ($\alpha_c$); *coeficientul de variație a capacității* ($K$); *condițiile de lipire a terminalelor.*

*Capacitatea nominală* este capacitatea înscrisă sau marcată pe corpul condensatorului. Măsurarea capacității se poate face la temperatura de 25°C, la o anumită frecvență, de exemplu 900 Hz, 1 kHz, 1 MHz, avînd aplicată la borne o anumită tensiune. Condițiile în care au fost măsurate capacitățile nominale indicate sînt precizate, de regulă, în catalog.

Pentru valorile pînă la 1 μF, capacitatea nominală $C_n$ respectă valorile normalizate din scările internaționale *E*6, *E*-12, *E*-24, *E*-48 etc., corespunzătoare toleranțelor 20%, 10%, 5%, 2,5% etc.

*Marcarea* condensatoarelor se face atît *în clar*, prin imprimarea valorii capacității și a toleranței pe corpul componentei electronice, cît și utilizînd *codul culorilor*. În cazul condensatoarelor ceramice, marcarea în cod se face ca în tabelul 3.2.

Citirea culorilor se face în ordinea arătată în figura 3.9.

Pentru condensatoare cu capacități mai mari de 1 μF, se întîlnesc uzual valorile: 1; 2; 3; 4; 5; 8; 10; 16; 25; 32 μF etc. cu toleranțe cuprinse între —40% ÷ +100%.

*Tensiunea nominală* este tensiunea continuă maximă, sau cea mai mare valoare eficace a tensiunii alternative, care se poate aplica în regim de funcționare îndelungată la bornele condensatorului. Valoarea tensiunii nominale definită la temperatura maximă de lucru depinde de rigiditatea dielectrică a dielectricului condensatorului și de forma sa constructivă. În tabelul 3.3 se prezintă valorile uzuale ale tensiunilor nominale, acestea nefiind încă normalizate.

Tensiunea de probă la care sînt supuse condensatoarele este de obicei cuprinsă între $(1{,}5—3)U_n$. Condensatoarele care nu rezistă acestei probe sînt eliminate și, în acest fel, se reduce considerabil numărul condensatoarelor care s-ar putea distruge la o utilizare mai îndelungată sub o tensiune egală cu $U_n$. Condensatoarele nu se încearcă peste o valoare 3 $U_n$, deoarece în structura dielectricului ar putea apărea modificări ireversibile.

*Rezistența la izolație* este definită ca fiind raportul între tensiunea continuă aplicată unui condensator și curentul care se stabilește prin condensator după un interval de 1 minut de la aplicarea tensiunii. Condițiile în care se fac măsurătorile sînt specificate în catalog, de către fiecare producător de componente și se referă la condiții electrice (valoarea tensiunii la care se determină $R_{iz}$) și condiții climatice de temperatură (de obicei cea normală +25°C ) și de umiditate (de exemplu, 75% umiditate relativă).



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 3.2.

**Marcarea în cod a condensatoarelor ceramice**

| Nr. culorii | Culoarea | | Neagră | Maro | Roșu | Porto-caliu | Galben | Verde | Albastru | Violet | Gri | Alb | Auriu |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Coeficientul de variație cu temp. | | 0 | $-33 \cdot 10^{-6}$ | $-75 \cdot 10^{-6}$ | $-150 \cdot 10^{-6}$ | $-220 \cdot 10^{-6}$ | $-330 \cdot 10^{-6}$ | $-470 \cdot 10^{-6}$ | $-750 \cdot 10^{-6}$ | | | $+100 \cdot 10^{-6}$ |
| 2 | Valoarea capacității | Prima cifră semnificativă | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | — |
| 3 | | A doua cifră semnificativă | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | — |
| 4 | | Coeficient de multiplicare | $10^0$ | $10^1$ | $10^2$ | $10^3$ | $10^4$ | $10^5$ | $10^6$ | — | $10^{-2}$ | $10^{-1}$ | |
| 5 | Toleranța | $C$ 10 pF [%] | 20 | — | — | — | — | 5 | — | — | — | 10 | — |
| | | $C$ 10 pF [pF] | 2 | 1 | — | — | — | 0,5 | — | — | 0,25 | 1 | — |

Scanned with OKEN Scanner

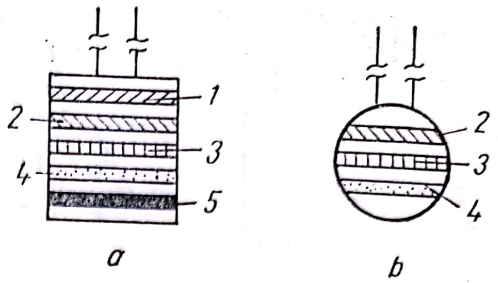



**Fig. 3.9.** Ordinea de citire a culorilor:
*a* — marcarea completă; *b* — marcarea numai a valorii capacității. 1 — coeficientul de variație cu temperatura; 2 — prima cifră semnificativă; 3 — a doua cifră semnificativă; 4 — coeficientul de multiplicare a lui zece; 5 — toleranța.

TABELUL 3.3

**Valorile uzuale ale tensiunilor nominale**

| | Valori uzuale de tensiuni nominale | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $U_n$ (V) | 6 | 12 | 16 | 25 | 63 | 70 | 100 | 125 | 250 | 350 | 450 | 500 | 630 | 1 000 |

Ca valori uzuale se menționează: $10^4$ MΩ pentru condensatoare ceramice; $10^2$ MΩ pentru condensatoare cu polistiren, avînd $U_n < 100$ V; $10^5$ MΩ pentru condensatoarele cu polistiren, avînd $U_n > 100$ V etc. [29].

Uneori, în locul rezistenței de izolație $R_{iz}$ se indică alte caracteristici. Astfel, pentru condensatoarele avînd o capacitate nominală mai mare de 0,1 μF se indică, în locul rezistenței de izolație, *constanta de timp* ($\tau = R_{iz} C_n$). Constanta de timp depinde de proprietățile materialului din care este confecționat dielectricul, de exemplu, pentru condensatorul cu folie de poliester metalizat și $C_n > 0{,}33$ μF, $\tau = 10^4$ s; pentru condensatoarele cu hîrtie uleiată și $C_n > 1$ μF, $\tau = 2 \cdot 10^3$ s [29].

Pentru condensatoarele electrolitice se indică *curentul de conducție*, numit și *curent de fugă* ($I_f$), reprezentat prin curentul care trece prin condensator, la aplicarea la borne a tensiunii nominale $U_n$. Condensatoarele electrolitice polarizate, miniatură, pentru care $C_n U_n < 100$ μFV, au curentul de fugă $I_f = 5$ μA, iar în cazul cînd $C_n U_n > 100$ μFV, curentul de fugă depinde de produsul $C_n U_n$ [30]:

$$I_f \leqslant 0{,}03\ C_n\ U_n + 20\ \mu A \qquad (3.21)$$

*Tangenta unghiului de pierderi.* Într-un condensator se disipă putere activă din cauza pierderilor în dielectric și din cauza pierderilor în rezistența electrică nenulă a armăturilor care au ca efect încălzirea acestuia. Un condensator este cu atît mai bun cu cît puterea activă disipată în el este mai mică. *Tangenta unghiului de pierderi* se definește ca raportul între *puterea activă care se disipă* pe condensator și *puterea reactivă* a acestuia, măsurată la frecvența la care se determină capacitatea nominală:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{P_a}{P_r}, \qquad (3.22)$$

unde:

tg δ este tangenta unghiului de pierderi δ;

$P_a$ — puterea activă disipată în rezistența echivalentă paralel $R_p$ a condensatorului;

$P_r$ — puterea reactivă acumulată în condensator.



Scanned with OKEN Scanner

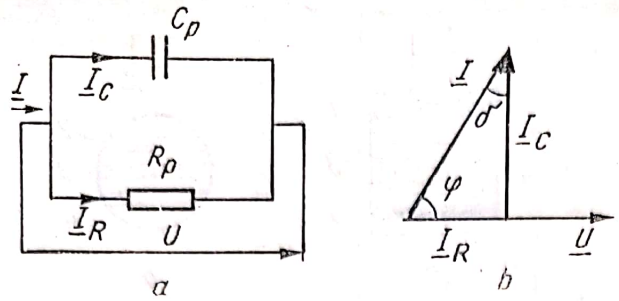



Fig. 3.10. Circuit echivalent al condensatorului: *a* — circuitul echivalent derivație; *b* — diagrama de fazori.

În schema echivalentă a condensatorului pierderile de putere activă pot fi reliefate printr-o rezistență legată în paralel sau în serie cu o capacitate. În primul caz schema echivalentă se numește de tip *derivație*, iar în al doilea de tip *serie*. Dacă ne referim la schema *derivație* (fig. 3.10, *a*) se poate construi diagrama de fazori din figura 3.10, *b*.

Dacă se ține seama de elementele figurii 3.10, *a*, se poate scrie [8]:

$$P_a = \frac{U^2}{2\,R_p} \tag{3.23}$$

$$P_r = \frac{U^2}{2\,X_p} = \frac{\omega\,C_p\,U^2}{2} \tag{3.24}$$

În aceste condiții (3.22) devine:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{\omega\,C_p\,R_p} \tag{3.25}$$

La același rezultat se ajunge dacă se scriu expresiile curenților $I_R$ și $I_C$ și se observă din figura 3.10, *b* că:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{|\underline{I}_R|}{|\underline{I}_C|} \tag{3.26}$$

În cazul în care se consideră capacitatea și rezistența echivalentă *serie* a unui condensator, figura 3.11, *a*, diagrama fazorilor este prezentată în figura 3.11, *b*.

Din figura 3.11, *b* rezultă:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{|\underline{U}_R|}{|\underline{U}_C|} \tag{3.27}$$

sau:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{|\underline{I}|R_s}{|\underline{I}|\,\frac{1}{\omega\,C_s}} = \omega C_s R_s \tag{3.28}$$

Relațiile (3.25) și (3.28), exprimînd tangenta unghiului de pierderi pentru același condensator, sînt echivalente [4], [39].

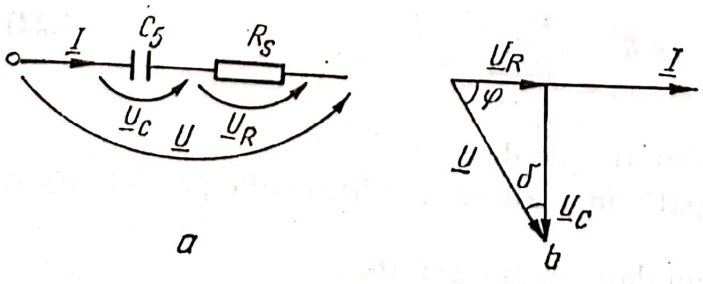



Fig. 3.11. Circuit echivalent al condensatorului: *a* — circuitul echivalent serie; *b* — diagrama de fazori.



Scanned with OKEN Scanner

Impunînd condiția ca impedanța condensatorului reprezentat prin cele două scheme derivație și serie să fie aceeași, rezultă:

$$R_s = \frac{X_p^2}{R_p(1 + \operatorname{tg}^2 \delta)} \approx \frac{X_p^2}{R_p} \tag{3.29}$$

$$C_s = C_p\ (1 + \operatorname{tg}^2 \delta) \approx C_p \tag{3.30}$$

și respectiv:

$$R_p = R_s\left(1 + \frac{1}{\operatorname{tg}^2 \delta}\right) \approx \frac{R_s}{\operatorname{tg}^2 \delta} = R_s Q^2 \tag{3.31}$$

$$C_p = \frac{C_s}{1 + \operatorname{tg}^2 \delta} \approx C_s \tag{3.32}$$

Aproximările de mai sus se bazează pe presupunerea că:

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \gg 1 \tag{3.33}$$

Mărimea tg δ, care caracterizează pierderile într-un condensator, depinde de natura dielectricului și de tehnologia de realizare a condensatorului respectiv (tabelul 3.4).

TABELUL 3.4

**Valorile tg. δ pentru diferite tipuri de condensatoare**

| Tipul condensatorului | tg δ | Cond. de măsurare |
|---|---|---|
| Ceramice de tip I<br>Ceramice de tip II | $10 \cdot 10^{-4}$<br>$350 \cdot 10^{-4}$ | $C_n = 1$ nF<br>$f = 1$ MHz |
| Cu polistiren | $5 \cdot 10^{-4}$ | $C_n = 1$ nF<br>$f = 1$ kHz |
| Cu hîrtie | $10^{-2}$ | $f = 1$ kHz |
| Electrolitic miniatură | 0,25 | $f = 100$ Hz |
| Electrolitic cu tantal | 0,08 | $f = 50$ Hz |

*Intervalul temperaturii de lucru* reprezintă limitele de temperatură între care condensatorului i se asigură o funcționare îndelungată. Limitele intervalului temperaturii de lucru depind, în special, de natura dielectricului. În funcție de domeniul de utilizare, se pot folosi condensatoare cu o gamă a temperaturii de lucru mai largă sau mai restrînsă (tabelul 3.5).

*Coeficientul de variație cu temperatura* este definit de relația:

$$\alpha_c = \frac{1}{C} \frac{dC}{dT}\ [1/°C] \tag{3.34}$$

sau, în cazul unei variații liniare:

$$\alpha_c = \frac{1}{C_0} \frac{C - C_0}{T - T_0}\ [1/°C], \tag{3.35}$$



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 3.5

**Gama de temperatură pentru diferite tipuri de condensatoare**

| Tipul condensatorului | Gama de temperatură (°C) | |
|---|---|---|
| | min. | max. |
| Condensator cu hîrtie uleiată | −40 | +85 |
| Condensator cu hîrtie cerată | −10 | +70 |
| Condensator cu polistiren | −10 | +70 |
| Condensator cu poliester metalizat | −40 | +85 |
| Condensator ceramic | −40 | +85 |
| Condensator electrolitic | −25 | +70 |
| Condensator electrolitic cu tantal | −40 | +125 |

unde:

$C_0$ este valoarea capacității la temperatura $T_0$;

$C$ — valoarea capacității la temperatura $T$;

$T_0$ — temperatura nominală, inițială;

$T$ — temperatura de lucru.

În tabelul 3.2 sînt prezentate valorile coeficientului de variație cu temperatura pentru condensatoare ceramice, în gama temperaturilor uzuale de lucru.

Sînt situații cînd, în montaje, există grupe de condensatoare legate în paralel sau serie. În acest caz expresia coeficientului de variație a capacității grupului (de exemplu două condensatoare) cu temperatura este:

— pentru conexiunea paralel:

$$\alpha_{cp} = \frac{C_1\alpha_{C1} + C_2\alpha_{C2}}{C_1 + C_2} \tag{3.36}$$

— pentru conexiunea serie:

$$\alpha_{cs} = \frac{C_2\alpha_{C1} + C_1\alpha_{C2}}{C_1 + C_2} \tag{3.37}$$

unde:

$C_1$ este valoarea primului condensator la temperatura inițială;

$C_2$ — valoarea celui de-al doilea condensator la temperatura inițială;

$C_1$ — coeficientul de variație cu temperatura a primului condensator;

$C_2$ — coeficientul de variație cu temperatura a celui de-al doilea condensator.

Relațiile (3.37) și (3.38) servesc la determinarea valorilor $C_1$ și $C_2$ pentru o anumită capacitate $C$ dorită a grupului, care să aibă un coeficient de variație cu temperatura $\alpha_C$ impus.

Pentru conexiunea paralel se obține:

$$C_{1p} = C\,\frac{\alpha_{Cp} - \alpha_{C2}}{\alpha_{C1} - \alpha_{C2}} \tag{3.38}$$

$$C_{2p} = C - C_1$$



Scanned with OKEN Scanner

iar pentru conexiunea serie:

$$C_{1s} = C\,\frac{\alpha_{C1} - \alpha_{C2}}{\alpha_{CS} - \alpha_{C2}} \qquad (3.39)$$

$$C_{2s} = \frac{C\,C_1}{C_1 - C}$$

unde $C$ este valoarea capacității echivalente a conexiunii paralel sau serie.

*Coeficientul de variație a capacității* definit ca fiind:

$$K_p = \frac{C_2 - C_1}{C_1}\,100\ [\%] \qquad (3.40)$$

Această caracteristică a condensatoarelor indică cum se modifică capacitatea acestora sub acțiunea unor factori ($p$) de umiditate, durată de păstrare, tensiune aplicată, acțiunea radiațiilor etc. $C_1$ reprezintă valoarea condensatorului în condiții normale de funcționare, iar $C_2$ valoarea la care ajunge capacitatea condensatorului sub acțiunea factorului $p$.

*Condiții de lipire a terminalelor*. Această caracteristică dă informații cu privire la: *temperatura* la care este indicat să se lipească terminalele; *durata* operației de lipire; *temperatura indicată pentru terminale* înainte de a fi lipite.

## 3.4. CONDENSATOARE VARIABILE

Condensatoarele variabile sînt componente electronice a căror capacitate poate fi modificată între anumite limite, impuse de anumite cerințe de funcționare în circuitele aparaturii electronice.

Condensatoarele variabile sînt folosite pentru acordarea circuitelor oscilante pe anumite frecvențe determinate. Un domeniu deosebit de cunoscut al utilizării lor este acela al radiocomunicațiilor unde, pentru recepționarea unui semnal de o anumită frecvență, circuitul oscilant trebuie să rezoneze pe frecvența respectivă. Aducerea circuitului la rezonanță se face variind unul din elementele circuitului, de exemplu capacitatea condensatorului.

### 3.4.1. TEHNOLOGIA CONDENSATOARELOR VARIABILE

a) *Condensatoare variabile cu aer*. Condensatorul variabil cu aer este alcătuit, în principal, din două părți componente distincte: *rotorul* și *statorul* (fig. 3.12).

Lamelele rotorului, *1*, pătrund între lamelele statorului 5, modificînd în acest fel aria condensatorului, ceea ce provocă modificarea capacității acestuia. Statorul este izolat electric de șasiu prin intermediul unor izolatori ceramici, spre deosebire de rotor, care are potențialul electric egal cu al șasiului, 2. Armăturile rotorului și statorului sînt confecționate din lamele de aluminiu, sau alamă, cu grosimea $(0{,}5 - 1)\cdot 10^{-3}$ m. Lamelele statorului se rigidizează prin plăci de legătură. Rotorul are lamelele dispuse paralel și reunite prin intermediul unui ax, 4, fixat pe bile 3,7, la ambele



Scanned with OKEN Scanner

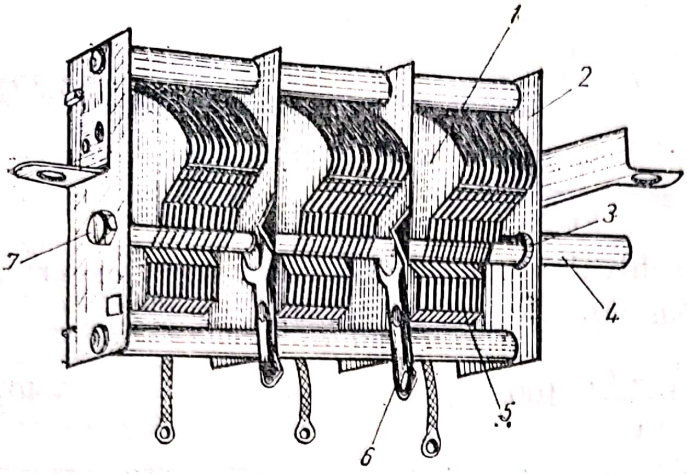



Fig. 3.12. Condensatorul variabil.

capete, pentru a micșora frecarea. Rotorul este pus în mișcare prin intermediul unui angrenaj de demultiplicare acționat de un ax de comandă. Demultiplicarea are avantajul unui acord mai fin pe frecvența dorită. Întrucît conexiunea electrică la rotor numai prin intermediul bilelor este nesigură și generează zgomot, se mai folosesc, uneori, arcuri conductoare sau conductoare flexibile 6, avînd un capăt lipit la rotor. Această soluție constructivă introduce însă un efect de inductivitate în serie cu capacitatea condensatorului. Alteori, se folosesc lamele elastice conductoare în contact prin presiune cu axul sau cu un disc fixat pe axul rotorului.

Se menționează că, în cazul condensatoarelor variabile destinate domeniului *frecvențelor foarte înalte*, se poate utiliza un contact capacitiv cu rotorul, ceea ce introduce însă o capacitate suplimentară între rotor și stator.

În cazul condensatoarelor variabile pentru *tensiuni de lucru ridicate* (de ordinul kilovolților) se folosesc ca dielectrici, în locul aerului, gaze electronegative (tabelul 3.6), sau incinte vidate. Creșterea rigidității dielectrice, în cazul gazelor electronegative, se explică prin aceea că străpungerea electrică se datorează faptului că atomii halogenoizi (Cl, Br, F sau I) acaparează electronii liberi în gaz, transformînd molecula gazului într-un ion negativ, care are o mobilitate mult mai mică decît a electronilor, datorită masei sale mari.

În funcție de numărul de circuite ce trebuie acordate simultan, condensatoarele variabile cu aer se realizează cu 1,2 sau 3 secțiuni care, după cum este necesar, pot fi identice sau nu.

Constructiv pot fi realizate și condensatoare variabile cu armături cilindrice.

TABELUL 3.6

**Gaze electronegative utilizate ca dielectrici în cazul condensatoarelor variabile**

| Denumirea gazului | Formula chimică | lichefiere (°C) | $\varepsilon'$ | $E_{sh}$ (MV/m) |
|---|---|---|---|---|
| Hexafluorură de sulf | $SF$ | −64 | 1,00205 | 7,3 |
| Diclor diflormetan | $CCl_2F_2$ | −30 | 1,0016 | 7 |
| Hexafluoretan | $C_2F_6$ | −77 | — | 5,8 |
| Octofluorciclobutan | $C_4F_8$ | −6 | 1,0034 | 8,7 |
| Tetraclorură de carbon | $CCl_4$ | — | — | 18,3 |



Scanned with OKEN Scanner

b) *Condensatoare variabile cu dielectric solid*. Necesitatea creşterii capacităţii specifice a impus folosirea dielectricilor solizi şi în construcţia condensatoarelor variabile. Se folosesc astfel ca *dielectrici*, *folii de materiale sintetice termoplaste* ce se dispun între rotorul şi statorul condensatoarelor variabile plane. În cazul folosirii foliilor de *polistiren* sau *politetrafloretilenă*, se obţin condensatoare variabile cu dimensiuni compatibile montajelor tranzistorizate sau cu circuite integrate.

Se precizează însă că, utilizarea foliilor de dielectric solid nu aduce avantaje şi din punctul de vedere al rigidităţii dielectrice, datorită interstiţiilor de aer, inevitabile, între armături şi foliile dielectrice.

## 3.4.2. CARACTERISTICILE CONDENSATOARELOR VARIABILE

Din punct de vedere funcţional condensatoarele variabile sînt caracterizate de mărimi similare condensatoarelor fixe: *capacitatea nominală* şi *toleranţa* acesteia, *tensiunea nominală*, *tangenta unghiului de pierderi*, *coeficienţii de variaţie a capacităţii sub acţiunea factorilor ambianţi*.

Prin *capacitatea nominală* se va înţelege de regulă capacitatea maximă ($C_{max}$) pe care o poate lua capacitatea condensatorului variabil (tabelul 3.7).

*Capacitatea minimă* ($C_{min}$) este definită ca valoarea minimă a capacităţii care se poate obţine la bornele condensatorului variabil. Valoarea lui $C_{min}$ depinde de construcţia condensatorului avînd valori obişnuite de ordinul $(0{,}05—0{,}2)C_{max}$.

*Coeficientul de temperatură* al capacităţii condensatorului variabil ($\alpha_C$) variază cu valoarea capacităţii după relaţia:

$$\alpha_C = \frac{\alpha_{C1} C_{min} + \alpha_{C2} (C - C_{min})}{C} \qquad (3.41)$$

unde: $\alpha_{C1}$ este coeficientul de temperatură, corespunzător valorii $C_{min}$ a capacităţii şi depinde, în special, de variaţia cu temperatura a capacităţii avînd ca dielectric suporturile ceramice:

$\alpha_{C2}$ — corespunzător capacităţii variabile $C—C_{min}$ şi depinde de variaţia cu temperatura a suprafeţei lamelelor, a distanţei dintre lamelele rotorului şi statorului etc.

Din (4.41) rezultă că $\alpha_C$ scade odată cu creşterea capacităţii $C$. De regulă, $\alpha_{C_{max}} \leqslant 200 \cdot 10^{-6}\ K^{-1}$. Însă, prin folosirea unor compensări de temperatură, valoarea $\alpha_{C_{max}}$ poate scădea pînă la $(5 — 10)10^{-6}\ K^{-1}$.

*Tangenta unghiului de pierderi* a condensatorului depinde, de asemenea, de valoarea capacităţii condensatorului variabil, înscriindu-se de regulă între limitele $(10 — 30)\ 10^{-4}$.

Se precizează că, atît tangenta unghiului de pierderi, cît şi coeficientul de temperatură al capacităţii cresc sub acţiunea umidităţii.

În afara caracteristicilor menţionate, condensatoarelor variabile

TABELUL 3.7.

**Valorile $C_{max}$ pentru condensatoare variabile cu aer**

| Frecvenţa de lucru (f) | Capacitatea |
|---|---|
| $f < 3$ MHz | 350...600 pF |
| 3 MHz $\leqslant f \leqslant$ 30 MHz | 120...250 pF |
| $f >$ 30 MHz | 20...50 pF |



Scanned with OKEN Scanner

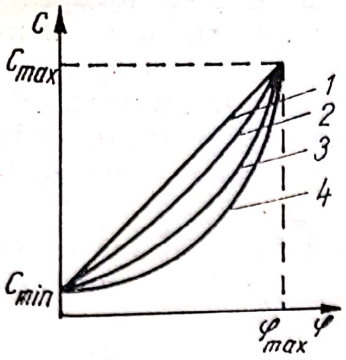



**Fig. 3.13.** Legile uzuale de variație a capacității:
1 — lege de variație liniară; 2 — lege de variație pentru frecvență variabilă liniar; 3 — lege de variație pentru lungime de undă variabilă liniar; 4 — lege de variație logaritmică.

le sînt proprii unele caracteristici specifice: *legea de variație* a capacității; *momentul de rotație*.

*Legea de variație a capacității* este definită de o funcție de forma:

$$C = F\,(C_{min},\ C_{max},\ \varphi), \tag{3.42}$$

unde $\varphi$ reprezintă (în radiani, grade sau procente) poziția relativă a rotorului față de stator.

Legea de variație este aleasă în concordanță cu utilizarea condensatorului variabil. În figura 3.13 se prezintă cîteva din legile uzuale de variație a capacității [9].

Pentru aparatura de măsură, în situația în care se urmărește o gradare liniară a scalei condensatorului variabil, se folosesc condensatoare cu *lege de variație liniară a capacității* (fig. 3.13, curba 1):

$$C = C_{min} + \frac{\varphi}{\varphi_{max}}\,(C_{max} - C_{min}) \tag{3.43}$$

Sînt situații în care este necesară o gradare liniară a scalei cu frecvența sau lungimea de undă, a circuitului acordat din care condensatorul face parte, aceasta în special în cazul aparaturii de radioemisie sau radiorecepție.

La o *variație liniară a frecvenței*, figura 3.14, este necesar ca:

$$f = f_{max} - \frac{\varphi}{\varphi_{max}}\,(f_{max} - f_{min}) \tag{3.44}$$

unde $f$ este frecvența circuitului acordat care variază liniar cu $\varphi$. Această expresie a frecvenței conduce la legea de variație a capacității (fig. 3.13, curba 2).

$$C = C_{min}\left(\frac{f_{max}}{f}\right)^2 = \frac{C_{min}}{\left[1 - \frac{\varphi}{\varphi_{max}}\left(1 - \frac{f_{min}}{f_{max}}\right)\right]^2} \tag{3.45}$$

În cazul condensatoarelor utilizate pentru acordul circuitelor, la care lungimea de undă $\lambda$ *variază liniar cu* $\varphi$, figura 3.15, capacitatea va trebui să asigure următoarea condiție:

$$\lambda = \lambda_{min} - \frac{\varphi}{\varphi_{max}}\,(\lambda_{max} - \lambda_{min}) \tag{3.46}$$

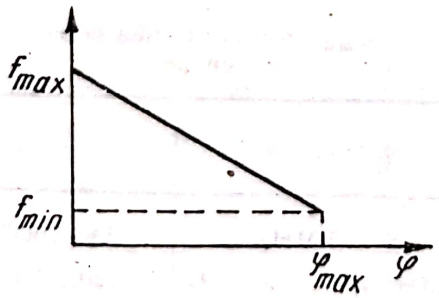



**Fig. 3.14.** Variația liniară a frecvenței cu unghiul de variație al condensatorului variabil.

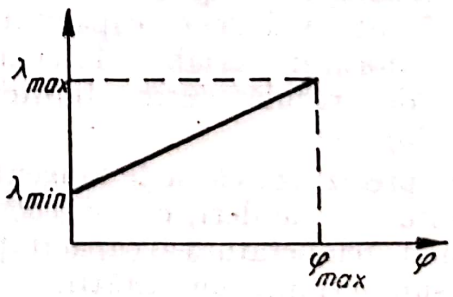



**Fig. 3.15.** Variația liniară a lungimii de undă cu unghiul de rotație al condensatorului variabil.



Scanned with OKEN Scanner

deoarece

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{3.47}$$

unde $c$ este viteza luminii în vid.

Relația (3.46) conduce la legea de variație a capacității (fig. 3.13, curba 3):

$$C = C_{min}\left(\frac{\lambda}{\lambda_{min}}\right)^2 = C_{min}\left[1 + \frac{\varphi}{\varphi_{max}}\left(\frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} - 1\right)\right]^2 \tag{3.48}$$

Sînt unele aparate de măsură (generatoare, Q-metre) la care este necesar ca *variația relativă a capacității* $\frac{dC}{C}$, să fie proporțională cu *variația* $d\varphi$ *a poziției rotorului față de stator*, adică:

$$\frac{dC}{C} = a\, d\varphi \tag{3.49}$$

unde $a$ este un coeficient de proporționalitate.

Rezolvînd ecuația (3.49) cu condiția la limită pentru $\varphi = \varphi_{min}$ ($C = C_{min}$) și pentru $\varphi = \varphi_{max}$($C = C_{max}$) rezultă:

$$C = C_{min} \cdot e^{\frac{\varphi}{\varphi_{max}} \cdot \ln \frac{C_{max}}{C_{min}}} \tag{3.50}$$

ceea ce reprezintă o lege de variație logaritmică (fig. 3.13, curba 4).

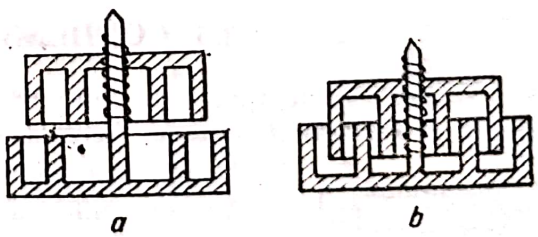
*Momentul de rotație* al armăturii mobile caracterizează ușurința și siguranța reglării capacității. În mod obișnuit valoarea acestuia nu depășește 500 μN.m.

## 3.5. CONDENSATOARE REGLABILE

Condensatoarele reglabile, denumite și semivariabile sau *trimeri*, se caracterizează prin faptul că valoarea capacității lor poate fi reglată la punerea în funcție sau la verificările periodice; în timpul funcționării, acestea îndeplinesc rolul unor condensatoare fixe. Printre acestea se menționează condensatoarele semivariabile *cu aer*, trimerii *plani*, *cilindrici* și *bobinați*.

În figura 3.16 se prezintă condensatorul semivariabil *cilindric cu aer*, care se compune din două piese prevăzute cu lamele concentrice. Aceste lamele formează armăturile condensatorului. Prin mișcarea rotorului, armăturile lui intră mai mult sau mai puțin între armăturile statorului, în direcția axială, provocînd modificarea suprafeței comune și deci a capacității. De obicei, legea de variație a capacității este liniară. Capacitatea maximă este de cîțiva zeci de picofarazi, iar capacitatea reziduală de 3—5 pF.

*Trimerii ceramici* se construiesc atît sub formă plană cît și sub formă cilindrică.



*a* *b*

**Fig. 3.16. Condensatorul semivariabil cilindric cu aer:**
*a* — capacitate minimă; *b* — capacitate maximă.



Scanned with OKEN Scanner

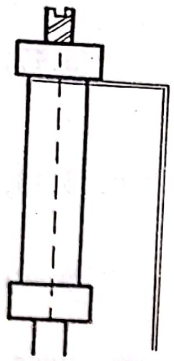


Fig. 3.17. Trimerul ceramic cilindric.

*Trimerii ceramici plani* au un stator din ceramică pe care este depusă o armătură din argint sub forma unui sector de cerc cu unghiul la centru de aproape 180° și un rotor tot din ceramică pe care este depusă o armătură din argint similară celei de la stator. Asamblarea se realizează astfel încît cele două armături să se afle de o parte și cealaltă a rotorului. Pentru micșorarea interstițiilor se realizează o finisare cît mai perfectă a suprafețelor ce vin în contact. Valoarea maximă a capacității trimerilor ceramici plani ajunge pînă la 200 pF.

*Trimerii ceramici cilindrici* se compun dintr-un dielectric tubular ceramic pe a cărei suprafață exterioară se depune o armătură sub forma unui cilindru. Armătura mobilă este formată dintr-un șurub care poate pătrunde în interiorul cilindrului permițînd astfel modificarea capacității (fig. 3.17). Capacitatea reziduală a unui asemenea condensator este de ordinul 0,1 pF, iar capacitatea lui maximă de 3—20 pF. Legea de variație a capacității este liniară. Variația totală a capacității se obține pentru mai multe rotații complete ale rotorului.

Pe același principiu constructiv se pot realiza *trimeri cilindrici cu sticlă*, care însă au capacități specifice mult mai reduse datorită permitivității mai mici a sticlei.

O variantă simplificată a trimerilor cilindrici o constituie *trimerii bobinați* la care armătura fixă este un cilindru metalic interior tubului de dielectric, iar armătura mobilă este realizată sub forma unui fir bobinat chiar pe tubul dielectric cu un număr de fire funcție de capacitatea dorită (fig. 3.18). Pe măsură ce se scot spirele, capacitatea trimerului scade. Este destul de dificil să se rebobineze spirele, motiv pentru care capacitatea se poate varia în sens descrescător, ceea ce constituie un dezavantaj.

Un alt tip de condensator ajustabil bobinat folosește în locul tubului ceramic sau de sticlă un conductor de cca 2 mm diametru pe care se bobinează o sîrmă izolată. Izolația sîrmei constituie dielectricul condensatorului ajustabil.

În cazul *trimerilor cilindrici cu dielectric organic*, variația capacității se realizează, în limitele 0,5—3,5 pF, prin deplasarea unui piston metalic (armătura mobilă) în interiorul unui tub metalic (armătura fixă), pe suprafața interioară a acestuia fiind depus un strat din material termoplastic nepolar, cu grosimea de cca $0{,}25 \cdot 10^{-3}$ m. Acești trimeri își găsesc aplicații în special pentru neutrodinarea etajelor de amplificare.

Din categoria trimerilor cu dielectric organic se mai menționează condensatoarele semivariabile bobinate, cu polistiren, cu capacitate mare (pînă la $C_{max} = \mu F$) și cu posibilitatea de variație a capacității în limitele $\pm$ 10%, prin acționarea asupra secțiunii bobinate, cu ajutorul unui șurub melc.

## 3.6. CONDENSATOARE SPECIALE

O categorie aparte de condensatoare este constituită din diversele tipuri de *condensatoare de trecere*. Acestea se folosesc în special la trecerea printr-un ecran electromagnetic a unei tensiuni de alimentare. Aceste condensatoare trebuie să reprezinte un scurtcircuit la frecvența de lucru pentru a evita astfel perturbarea funcționării montajului din interiorul ecranului. În general, dielectricul folosit este o ceramică de tip II, care

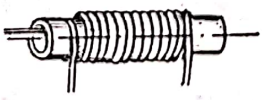


Fig. 3.18. Trimerul bobinat.



Scanned with OKEN Scanner

permite obținerea unei capacități specifice mari. Condensatorul este alcătuit (fig. 3.19) dintr-un dielectric, 2, pe care se depune armătura exterioară 1, care se lipește pe pereții orificiului practicat în ecran. Prin interior, se plasează armătura de trecere 3, de la un capăt la celălalt al condensatorului.

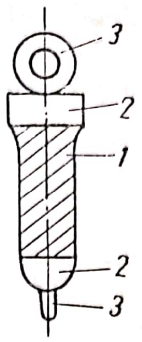



Fig. 3.19. Condensatorul de trecere.

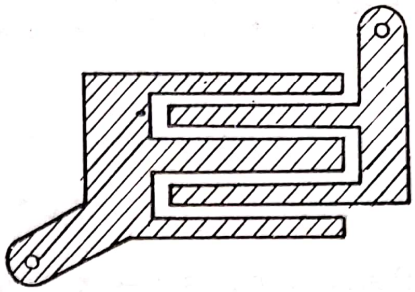


Fig. 3.20. Condensatorul pieptene.

O altă categorie o formează *condensatoarele imprimate* realizate în două forme constructive:

— armăturile condensatorului sînt formate din două *folii conductoare* ce se plasează pe ambele fețe ale suportului izolant care, în acest caz, constituie dielectricul; folosind un placat normal (grosime $1{,}5 \cdot 10^{-3}$m și $\varepsilon_r = 5$) se obține o capacitate specifică de $5{,}5 \cdot 10^4$pF/m$^2$ pentru obținerea unei capacități mai mari se poate recurge la materiale cu constantă dielectrică mai mare, sau se micșorează grosimea dielectricului.

— armăturile condensatorului se realizează sub formă *de pieptene* (fig. 3.20), cu imprimarea pe o singură față a suportului izolant; se obțin în acest fel capacități specifice mai mici, utilizabile la tensiuni mici.

## 3.7. COMPORTAREA CONDENSATORULUI ÎN CIRCUIT

### 3.7.1. ÎNCĂRCAREA CONDENSATORULUI SUB TENSIUNE CONTINUĂ CONSTANTĂ

Se consideră circuitul din figura 3.21, format dintr-un condensator idealizat cu o capacitate $C$ și un rezistor idealizat cu rezistență $R$, alimentat cu o tensiune continuă constantă $U$.

În conformitate cu legea conservării sarcinii, curentul $i$ din circuit este:

$$i = \frac{U - u}{R} = \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \tag{3.51}$$

unde:

$U$ este tensiunea aplicată la bornele grupului $R$, $C$;

$u$ — tensiunea la bornele condensatorului;

$R$ — rezistența (idealizată) din circuit;

$C$ — capacitatea condensatorului din circuit;

$q = Cu$ — sarcina pe armăturile condensatorului

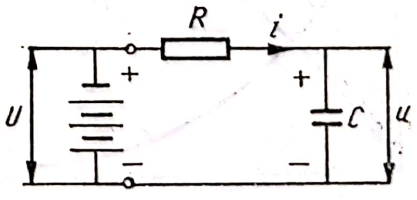



Fig. 3.21. Circuit RC pentru studiul încărcării condensatorului de la o sursă de tensiune continuă.

sau

$$\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + \frac{u}{RC} = \frac{U}{RC} \tag{3.52}$$



Scanned with OKEN Scanner

ceea ce reprezintă o ecuație diferențială liniară de ordinul unu cu membru drept.

Soluția unei asemenea ecuații este forma:

$$u = A_0 + A_1 e^{-pt} \tag{3.53}$$

Introducînd (3.53) în (3.52) și ordonînd termenii rezultă:

$$A_1 e^{-pt}\left(-p + \frac{1}{RC}\right) + \frac{A_0}{RC} = \frac{U}{RC} \tag{3.54}$$

Punînd condiția $t \to \infty$ rezultă:

$$A_0 = U$$

Dacă ținem seama că la momentul $t = 0$ condensatorul este descărcat ($u = 0$), din (3.53) se obține

$$A_1 = -A_0 = -U$$

Cu valorile lui $A_0$ și $A_1$ obținute se verifică egalitatea (3.54) care, pentru a fi satisfăcută, va fi necesar să se îndeplinească condiția:

$$p = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$$

Mărimea:

$$\tau = RC$$

are dimensiunea unui timp și poartă denumirea de *constantă de timp a circuitului*. Astfel, ecuația de încărcare a unui condensator într-un circuit $RC$ alimentat cu o tensiune continuă constantă se poate scrie sub forma:

$$u = U\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \tag{3.55}$$

Din (3.51) și (3.55) se deduce curentul din circuit:

$$i = \frac{U}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} = I e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{3.56}$$

unde:

$$\frac{U}{R} = I = i\Big|_{t=0}$$

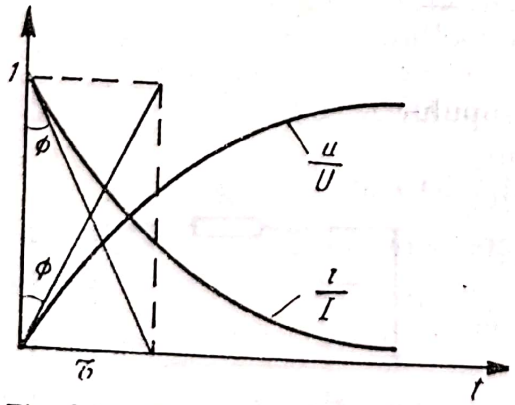



**Fig. 3.22.** Variația tensiunii și curentului la bornele condensatorului din figura 3.21.

Raportînd expresiile tensiunii și curentului la valorile maxime care le corespund, se obțin expresiile normate ale acestora:

$$\frac{u}{U} = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{3.57}$$

$$\frac{i}{I} = e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{3.58}$$

care sînt reprezentate grafic în figura 3.22.



Scanned with OKEN Scanner

Din aplicarea legii a II-a a lui Kirchhoff se poate constata că tensiunea $U$ se repartizează pe elementele ce alcătuiesc circuitul astfel:

$$U = Ri + u \tag{3.59}$$

*Energia absorbită* de la sursă *pe timpul încărcării condensatorului* este:

$$W = \int_0^\infty Ui\,\mathrm{d}t = \int_0^\infty (Ri + u)i\,\mathrm{d}t \tag{3.60}$$

sau:

$$W = \int_0^\infty Ri^2\mathrm{d}t + \int_0^\infty ui\,\mathrm{d}t \tag{3.61}$$

Calculînd cele două integrale, după ce se introduc expresiile lui $u$ și $i$ din (3.57) și (3.58), rezultă:

$$W = \frac{CU^2}{2} + \frac{CU^2}{2} \qquad CU^2 \tag{3.62}$$

Deci, cantitatea de energie absorbită de la sursă în timpul încărcării $CU^2$, este repartizată în părți egale $\frac{CU^2}{2}$ pe rezistor (*disipată sub formă de căldură*) și pe condensator (*înmagazinată în cîmpul electric*). Astfel, *randamentul la încărcarea condensatorului* este egal cu 0,5 și este *independent de mărimea rezistenței* $R$.

## 3.7.2. ÎNCĂRCAREA CONDENSATORULUI SUB CURENT CONSTANT

Se consideră un condensator căruia i se aplică un curent invariabil în timp (fig. 3.23). Valoarea curentului care încarcă condensatorul este constantă. Deci relația (3.51) se scrie:

$$i = \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = I = \text{const.} \tag{3.63}$$

Integrînd relația (3.63) în raport cu timpul se obține:

$$u = \frac{1}{C}\int_0^t i\,\mathrm{d}t = \frac{1}{C}It = Kt \tag{3.64}$$

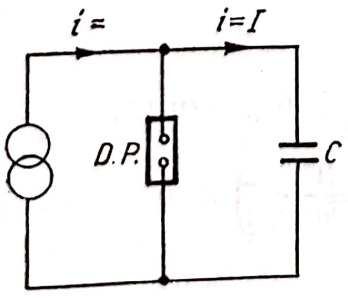



**Fig. 3.23.** Încărcarea condensatorului sub curent constant.

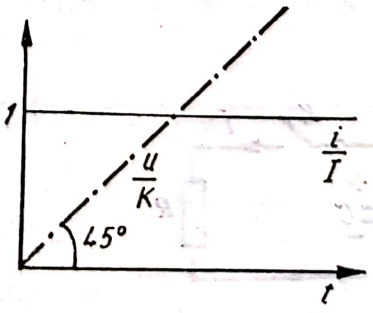



**Fig. 3.24.** Variația tensiunii și curentului la bornele condensatorului din figura 3.23.

ceea ce reprezintă ecuația unei drepte de pantă $K$ (fig. 3.24). Din grafic, (fig. 3.24), se observă că, în timp ce valoarea curentului rămîne constantă în timp, valoarea tensiunii crește nelimitat în timp. Creșterea tensiunii poate duce la depășirea tensiunii nominale ce caracterizează condensatorul și deci, în final, acesta se poate distruge. Pentru limitarea creșterii tensiunii în paralel pe condensator sînt prevăzute dispozitive de protecție $DP$ (fig. 3.23).

### 3.7.3. DESCĂRCAREA CONDENSATORULUI

Se presupune un condensator cu capacitate $C$ încărcat la tensiunea $U$ și care la momentul $t = 0$ este pus în paralel cu un rezistor idealizat cu rezistența $R$ (fig. 3.25). Condensatorul fiind încărcat, pe armăturile lui va exista o sarcină $\pm q$. După închiderea întrerupătorului $K$, se poate afirma că tensiunea la bornele rezistorului este aceeași cu cea de la bornele condensatorului, deci:

$$u = Ri \tag{3.65}$$

Curentul $i$ este dat de variația în timp a sarcinii:

$$i = -\frac{dq}{dt} = -C\frac{du}{dt} \tag{3.66}$$

semnul minus fiind cauzat de scăderea sarcinii de pe armăturile condensatorului.

Înlocuind (3.66) în (3.65) și ordonînd termenii rezultă:

$$\frac{du}{dt} + \frac{1}{RC}u = 0 \tag{3.67}$$

ceea ce reprezintă o ecuație diferențială de ordinul unu, liniară, fără membru drept.

Soluția unei asemenea ecuații este de forma:

$$u = A_1 e^{pt} \tag{3.68}$$

Constanta $A_1$ se calculează punînd condiția inițială referitoare la tensiunea la bornele condensatorului în momentul închiderii comutatorului $K$, adică la $t = 0$.

Pentru $t = 0$, $u = U$, deci:

$$u = U e^{pt} \tag{3.69}$$

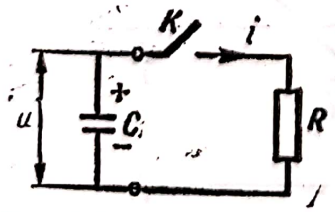



**Fig. 3.25.** Circuit pentru studiul descărcării condensatorului pe o sarcină rezistivă.

Înlocuind (3.69) în (3.67) rezultă:

$$U\left(p + \frac{1}{RC}e^{pt}\right) = 0 \tag{3.70}$$

de unde:

$$p = -\frac{1}{RC} = -\frac{1}{\tau}\ ;\ \tau = RC \tag{3.71}$$



Scanned with OKEN Scanner

și deci:

$$u = U\,e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$i = \frac{U}{R}\,e^{-\frac{t}{\tau}} = I_0\,e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (3.72)$$

$$q = CU\,e^{-\frac{t}{\tau}} = q_0\,e^{-\frac{t}{\tau}} \qquad (3.73)$$

Reprezentînd mărimile normate se obține graficul din figura 3.26. Mărimea $\tau = RC$ reprezintă *constanta de descărcare*.

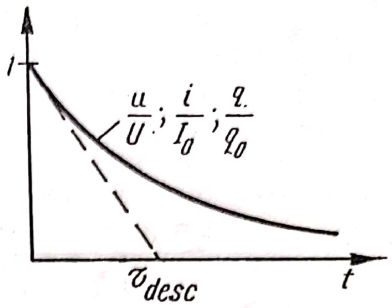



**Fig. 3.26.** Variația tensiunii, curentului și sarcinii electrice pentru condensatorul din figura 3.25.

## 3.7.4. ÎNCĂRCAREA ȘI DESCĂRCAREA PERIODICĂ A UNUI CONDENSATOR

Se consideră circuitul din figura 3.27. În paralel cu condensatorul s-a plasat un element de descărcare $ED$. Acesta se caracterizează prin aceea că, la un moment dat datorită depășirii unei tensiuni limită la borne, rezistența sa scade foarte mult și determină descărcarea condensatorului $C$. Odată descărcat condensatorul, $ED$ revine la starea inițială și nu mai influențează condensatorul care începe să se încarce. Este posibil ca $ED$ să intervină periodic în procesul de încărcare al condensatorului determinînd obținerea unor impulsuri periodice, cu formă dependentă de timpul cît condensatorul se încarcă, respectiv, se descarcă.

În figura 3.28 se prezintă cîteva forme de undă posibile de variație a tensiunii la bornele condensatorului $C$.

În cazul în care, în locul unei surse de tensiune, condensatorului i se aplică o sursă de curent constant, figura 3.29, tensiunea la borne variază liniar (3.64). Presupunînd faptul că $ED$ prezintă o rezistență de descărcare foarte mică, permițînd o descărcare rapidă a condensatorului, felul de variație a tensiunii la bornele lui, pentru doi curenți diferiți, dar constanți, $I_1$ și $I_2$, se prezintă în figura 3.30.

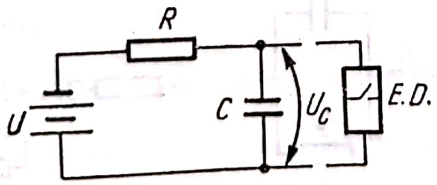



**Fig. 3.27.** Încărcarea și descărcarea periodică a unui condensator într-un circuit RC alimentat de o sursă de tensiune continuă.

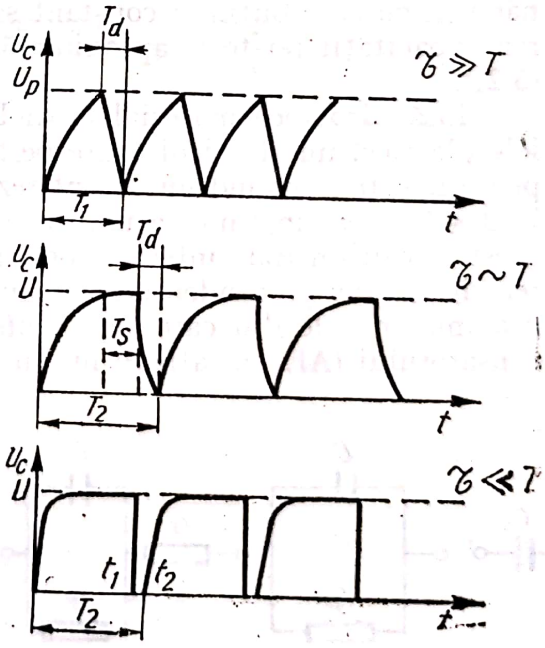



**Fig. 3.28.** Forme de undă posibile ale tensiunii la bornele condensatorului din figura 3.27, pentru diferite valori ale constantei de timp $\tau = RC$. ($T_i$ — durata de încărcare, $T_d$ — durata de descărcare).



Scanned with OKEN Scanner

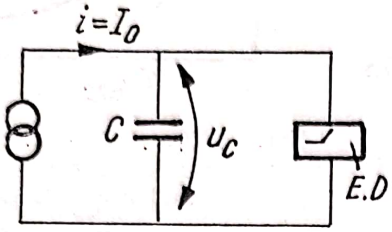



Fig. 3.29. Încărcarea și descărcarea periodică a unui condensator alimentat la borne de un generator de curent constant.

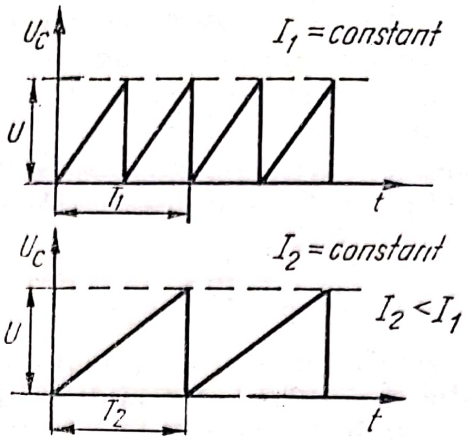



Fig. 3.30. Forme de undă posibile ale tensiunii la bornele condensatorului din figura 3.29.

## 3.7.5. COMPORTAREA CONDENSATORULUI TEHNIC REAL ÎN CIRCUITE DE CURENT ALTERNATIV

Pentru a se stabili *modelul* (*circuitul echivalent*) al unui condensator tehnic, este necesară cunoașterea mecanismului de funcționare a acestuia, care se complică odată cu condițiile concrete ale aplicației date.

În figura 3.31 se prezintă o suită de modele posibil de adoptat pentru condensatorul cilindric cu hîrtie sau cu dielectric plastic.

Cel mai simplu model (fig. 3.31, *a*), reprezintă un *condensator idealizat* și poate fi considerat acceptabil, într-o primă aproximație, în cazul funcționării în curent continuu constant sau ondulatoriu cu pulsație lentă. Valoarea capacității poate fi aproximată cu cea obținută prin aplicarea relației (3.2.).

Însă, deoarece materialele dielectrice (hîrtia de condensator, materialele plastice) nu sînt izolatoare perfecte, este posibilă o oarecare conducție, prin dielectric trecînd un curent rezidual, care, oricît de mic ar fi, conduce la descărcarea, în timp, a unui condensator încărcat. Luînd în considerație acest mecanism fizic intern, modelul inițial trebuie completat prin adăugarea, în paralel pe condensator, a unei rezistențe $r_p$ (fig. 3.31, *b*). De asemenea, materialele din care sînt confecționate armăturile și terminalele condensatorului (Al, Cu, aliaje) nu au o conductibilitate infinită, ci finită, ele

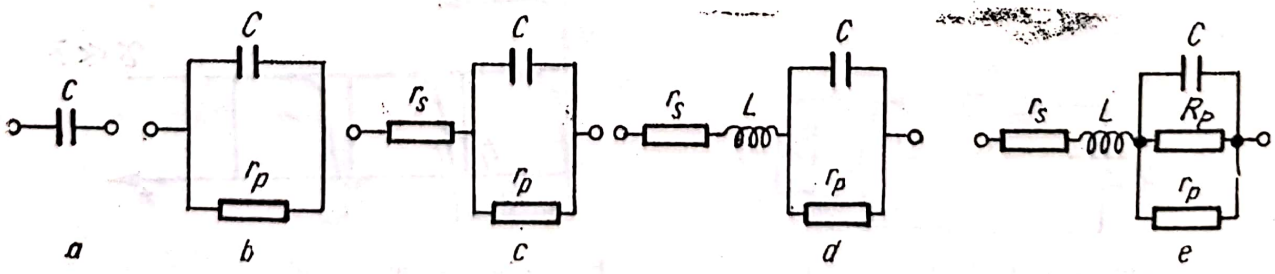



Fig. 3.31. Condensatorul — variante de modelare:
*a* — schema idealizată; *b* — schema care ține cont de conducția dielectricului; *c* — schema care ține seama de conductibilitatea finită a armăturilor și terminalelor; *d* — schema care ține cont de efectul de inductivitate; *e* — schema care ține seama de pierderile în dielectric.



Scanned with OKEN Scanner

prezintă o anume rezistență (mică) la trecerea prin circuit a curentului de descărcare a condensatorului. De aceea, apare necesitatea de a se completa modelul cu o rezistență serie $r_s$ (fig. 3.31, *c*). În sfîrșit, trecerea curentului prin terminale și armături, chiar și prin dielectric, creează un cîmp magnetic, deci un efect de inductivitate, care conduce, în cazul în care se scurtcircuitează bornele, la o descărcare în regim oscilant, amortizat, a condensatorului încărcat. Pentru a lua în considerare și acest efect, care contează în mod deosebit odată cu creșterea frecvenței de lucru, este necesar să se adauge în serie la model și o inductivitate $L$ (fig. 3.31, *d*). Se precizează că, modelul obținut poate fi utilizat și la alte tipuri de condensatoare, dar fără a putea fi considerat complet. Seria mecanismelor fizice interne nu a fost epuizată. Aceasta se va face odată cu aprofundarea proceselor fizice interne ale materialelor dielectrice. De regulă, mai este necesar să se adauge modelului în paralel cu capacitatea $C$ cel puțin o rezistență $R_p = \frac{1}{\omega C \operatorname{tg} \delta_\varepsilon}$, care să exprime pierderile în dielectric (fig. 3.31, *e*).

Dacă ar fi să scriem expresia impedanței condensatorului reprezentat prin modelul din figura 3.31 e, în regim armonic ea ar avea expresia [9]:

$$z = r_s + \mathrm{j}\omega L + \frac{1}{\frac{1}{r_p} + j\,\omega C + \omega C \operatorname{tg} \delta_\varepsilon} = r_s + \mathrm{j}\,\omega L + \frac{1 + \delta\left(\frac{1}{r_p\,\omega\,C} + \operatorname{tg}\,\delta_\varepsilon\right)}{\mathrm{j}\omega C\left[1 + \left(\frac{1}{r_p\,\omega\,C} + \operatorname{tg}\,\delta_\varepsilon\right)^2\right]} \tag{3.74}$$

Cu notațiile:

$\operatorname{tg} \delta_p = \frac{1}{Q_p} = \frac{1}{r_p\,\omega\,C}$ — *tangenta unghiului de pierderi în rezistența paralel;*

$C' = C\,[1 + (\operatorname{tg} \delta_p + \operatorname{tg} \delta_\varepsilon)^2]$ — *capacitatea echivalentă;*

$\operatorname{tg}\,\delta_\varepsilon = \frac{1}{Q_s} = \omega\,C'\,r_s$ — *tangenta unghiului de pierderi în rezistența serie,*

relația (3.74) devine:

$$z = r_s + \mathrm{j}\omega L + \frac{1 + \mathrm{j}\,(\operatorname{tg}\,\delta_p + \operatorname{tg}\,\delta_\varepsilon)}{\mathrm{j}\,\omega\,C'} = \frac{1}{\omega\,C'}\,(\operatorname{tg}\,\delta_\varepsilon + \operatorname{tg}\,\delta_p + \operatorname{tg}\,\delta_\varepsilon) + \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,\frac{C'}{1 - \omega^2\,LC'}} \tag{3.75}$$

Identificînd relația (3.75) cu expresia impedanței la borne a schemei echivalente serie:

$$Z = R_s + \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,C_s} \tag{3.76}$$

rezultă expresiile parametrilor schemei serie:

$$C_s = \frac{C'}{1 - \omega^2\,LC'} \tag{3.77}$$

$$R_s = \frac{\operatorname{tg}\,\delta}{\omega\,C'} \tag{3.78}$$



Scanned with OKEN Scanner

unde:

$$\operatorname{tg}\delta = \operatorname{tg}\delta_s + \operatorname{tg}\delta_p + \operatorname{tg}\delta_\varepsilon \tag{3.79}$$

reprezintă *tangenta unghiului de pierderi în condensator.*
Adoptînd notația:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{3.80}$$

unde $\omega_r$ este *pulsația de rezonanță a condensatorului*, relațiile (3.77) și (3.78) se pot scrie sub forma:

$$C_s = \frac{C'}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2} \tag{3.81}$$

$$R_s = \frac{\operatorname{tg}\delta}{\omega C'} \tag{3.82}$$

Din analiza expresiilor ce caracterizează schema echivalentă serie a unui condensator se poate trage concluzia că doar la frecvențe joase, depărtate de frecvența de rezonanță $f_r$, condensatorul prezintă capacitatea echivalentă $C'$. Pe măsură ce crește frecvența crește și capacitatea echivalentă serie a condensatorului. De asemenea, din (3.82) se observă o dependență de frecvență a rezistenței echivalente. Această dependență apare în relație, atît explicit, la numitorul fracției, cît și în expresiile de definiție a pierderilor pe care le poate prezenta condensatorul ($\operatorname{tg}\delta_e$, $\operatorname{tg}\delta_p$, $\operatorname{tg}\delta_s$).

## 3.8. SOLICITAREA CONDENSATOARELOR ÎN TENSIUNE ȘI CURENT

S-a arătat, cînd s-au definit caracteristicile condensatoarelor, că fiecăruia îi este proprie *o tensiune maximă de lucru* și că depășirea acesteia poate duce la *străpungerea condensatorului.*

Un condensator poate fi solicitat excesiv prin aplicarea de cîmpuri electrice puternice și prin încălzirea în contul pierderilor. Astfel, *limitele solicitărilor* sînt determinate de: *rigiditatea dielectrică, la frecvențe joase; încălzirea dielectricului, la frecvențe medii; încălzirea terminalelor și a armăturilor, la frecvențe înalte.*

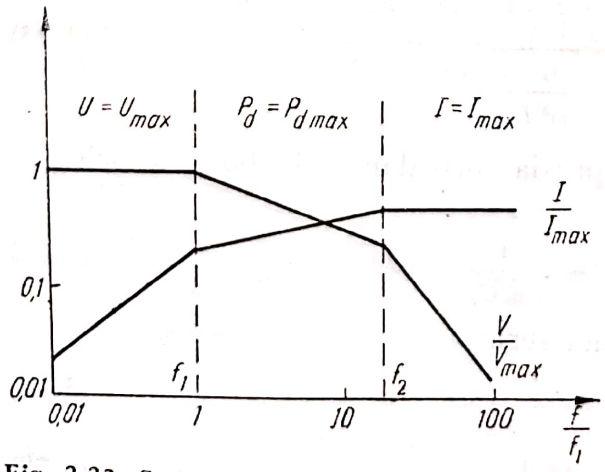



Fig. 3.32. Solicitarea condensatoarelor în tensiune și curent, funcție de frecvență.

În figura 3.32 se indică solicitarea în tensiune și curent, funcție de frecvență [28].

În domeniul *frecvențelor joase străpungerea dielectricului limitează valoarea tensiunii maxime aplicate.* De aceea, pentru acest domeniu, este necesar ca:

$$U \leqslant U_{max} \tag{3.83}$$



Scanned with OKEN Scanner

unde:

$U_{max} = E_{str} \cdot d$ este tensiunea maximă admisibilă din punct de vedere al rigidității dielectricului.

Valoarea curentului ce rezultă datorită tensiunii $U$ aplicate la bornele condensatorului, va urma, în acest domeniu de frecvențe, o lege liniară:

$$I = \omega CU \tag{3.84}$$

*De la o anumită frecvență* $f_1$ intervin restricții cauzate de *puterea disipată admisibilă*. Depășirea valorii $P_{d\,max}$ duce la încălzirea excesivă a dielectricului condensatorului. Expresia puterii disipate este:

$$P_{d\,max} = U_{max} I \operatorname{tg} \delta \tag{3.85}$$

sau, ținînd seama de (3.84):

$$P_{d\,max} = \omega_1 C U^2_{max} \operatorname{tg} \delta, \tag{3.86}$$

de unde se poate determina valoarea frecvenței $f_1$,

$$f_1 = \frac{P_{d\,max}}{2\pi U^2_{max} C \operatorname{tg} \delta} \tag{3.87}$$

unde:

$U_{max}$ este tensiunea maximă admisibilă pe condensator;

$C$ — capacitatea condensatorului;

$\operatorname{tg} \delta$ — tangenta unghiului de pierderi.

Se poate afirma că, *în domeniul frecvențelor medii* $f_1$ *(sutele de kiloherți) tensiunea și curentul sînt dependente de unghiul de pierderi.*

*La frecvențe înalte curentul poate atinge, și chiar depăși, valoarea maximă admisibilă* $I_{max}$. Depășirea acestei limite determină *încălzirea terminalelor și armăturilor*, putîndu-se ajunge la *distrugerea îmbinării între conexiuni și armături*. Frecvența de la care se limitează curentul este dată de expresia:

$$f_2 = \frac{I^2_{max} \operatorname{tg} \delta}{2\pi P_{d\,max} C} \tag{3.88}$$

Din (3.87) și (3.88) se deduce:

$$\omega_1 \omega_2 C = \frac{I^2_{max}}{U^2_{max}} \tag{3.89}$$

Tabelul 3.8 indică tensiunile, curentul și puterea admisibilă funcție de frecvență.

## 3.9. FIABILITATEA CONDENSATOARELOR

### 3.9.1. FIABILITATEA CONDENSATOARELOR FIXE

Condensatoarele sînt, după rezistențe, componentele cu cea mai largă utilizare în aparatura electronică. Ponderea lor atinge, în medie, 25% din numărul total al componentelor utilizate [9]. Ținînd seama de faptul că defecțiunile pe care le produc condensatoarele reprezintă 15% din numărul total al defecțiunilor și că, după opinia unor autori, jumătate din aceste



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 3.8.

**Solicitarea condensatoarelor în tensiune și curent. Tensiunile, curenții și puterea admisibilă în funcție de frecvență**

| Domeniul de frecvență | Tensiune | Putere | Curent |
|---|---|---|---|
| $0 < f < f_1$ | $U = U_{max}$ | $P_c = UI \operatorname{tg} \delta$<br>$P_{d\,max} = \omega_1 C U^2_{max} \operatorname{tg} \delta$<br>$= \frac{I^2(\omega_1)}{\omega_1 C} \operatorname{tg} \delta$ | $I = \omega CU$<br>$I(\omega_1) = \omega_1 C U_{max}$ |
| $f_1 < f < f_2$ | $U = \sqrt{\frac{P_{d\,max}}{\omega C \operatorname{tg} \delta}}$<br>$U(\omega_1) = U_{max}$ | $P_d = P_{d\,max}$<br>$= U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta$<br>$= \frac{I^2}{\omega C} \operatorname{tg} \delta$ | $I = \sqrt{\frac{P_{d\,max}\,\omega C}{\operatorname{tg} \delta}}$<br>$I_{max} = \sqrt{\frac{P_{d\,max}\,\omega_2 C}{\operatorname{tg} \delta}}$ |
| $f_2 < f$ | $U = \frac{I}{\omega C}$<br>$U(\omega_2) = \frac{I_{max}}{\omega_2 C}$ | $P_d = UI \operatorname{tg} \delta$<br>$P_{d\,max} = \frac{I^2_{max}}{\omega_2 C} \operatorname{tg} \delta$<br>$= \omega_2 C U^2(\omega_2) \operatorname{tg} \delta$ | $I = I_{max}$ |

defecțiuni se datoresc unei alegeri sau folosiri necorespunzătoare, se poate afirma că *fiabilitatea condensatoarelor este relativ bună*.

Una din defecțiunile care survin cel mai frecvent în cazul condensatoarelor, este *micșorarea rezistenței de izolație* care, în faza incipientă, poate duce la pierderi mai mari prin conducție (crește tg $\delta_c$), iar, în final, la deteriorarea prin străpungere a condensatorului.

Motivul principal ce determină această defecțiune este, în cazul funcționării condensatorului într-o atmosferă umedă, *umiditatea* care pătrunde în dielectricul incomplet etanșat. Ca urmare, se micșorează rezistența de izolație și deci, cresc pierderile. O etanșare perfectă, sau, acolo unde este posibil, folosirea condensatoarelor cu dielectric nehigroscopic (polistiren, politereftalat) micșorează mult proporția acestui tip de defect.

Micșorarea rezistenței de izolație poate surveni, de asemenea, datorită unor *schimbări fizico-chimice* care au loc în dielectric sub acțiunea tensiunii aplicate un timp îndelungat sau datorită *depozitării* (*îmbătrînirii condensatoarelor*).

Condensatoarele cu hîrtie metalizată sau pelicule termoplastice metalizate, se deteriorează în special prin *pierderea capacității* (*distrugerea armăturilor*), în urma *menținerii un timp îndelungat la o tensiune ridicată*.

*Evacuarea impregnantului* (datorită unei etanșări necorespunzătoare din condensatoarele impregnate) conduce atît la *variația rezistenței de izolație*, cît și la *variația capacității*, de cele mai multe ori în afara toleranțelor admisibile.

În cazul condensatoarelor electrolitice semiuscate sau cu electrolit lichid, atît *evacuarea electrolitului*, datorită unei etanșări necorespunzătoare



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 3.9.

**Valorile medii ale ratei de defectare pentru principalele tipuri de condensatoare**

| Tipul condensatorului | $\lambda(\%/10^3h)$ |
|---|---|
| Condensatoare cu mică | 0,03 |
| Condensatoare ceramice | 0,01 |
| Condensatoare cu polistiren | 0,005 |
| Condensatoare cu hîrtie | 0,1 |
| Condensatoare cu hîrtie metalizată | 0,05 |
| Condensatoare electrolitice | 0,5 |
| Cu aluminiu semiuscate | 0,5 |
| Condensatoare cu tantal semiuscat | 0,07 |

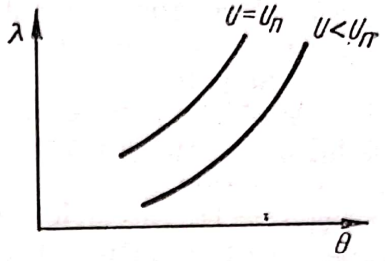



**Fig. 3.33.** Variația ratei de defectare pentru condensatoare, funcție de tensiune și condițiile de lucru.

sau datorită temperaturilor ridicate, cît și *micșorarea mobilității purtătorilor de sarcină din electrolit*, prin micșorarea temperaturii, conduc la *creșterea pierderilor* și la *micșorarea capacității*. Rezistența de izolație poate să scadă și din cauza unei depozitări îndelungate, din cauza *distrugerii stratului de oxid dielectric*. Acest neajuns se remediază printr-o *reformare* (menținerea condensatorului un anumit timp la tensiunea nominală), stratul de oxid se reface în cazul condensatoarelor semiuscate și, în special, la cele cu electrolit lichid.

Condensatoarele se pot distruge, în special, din cauza *ruperii conexiunilor terminale în punctul de contact cu armătura*. Cele *ceramice* de tipul disc sau plachetă se pot *sparge*.

Cantitativ, fiabilitatea condensatoarelor, se apreciază prin rata de defectare $\lambda$. Acest parametru variază de la un tip de condensator la altul, fiind dependent de condițiile de lucru ale condensatorului. În tabelul 3.9. sînt prezentate valorile medii ale ratei de defectare ($\lambda$) pentru principalele tipuri de condensatoare, în condițiile valorilor nominale ale tensiunii și temperaturii.

În figura 2.33 se prezintă variația ratei de defectare pentru condensatoare, funcție de tensiune și de condițiile de lucru.

Așa după cum este normal, o solicitare ușoară conduce întotdeauna la scăderea ratei de defectare și la creșterea duratei de viață a condensatorului.

## 3.9.2. FIABILITATEA CONDENSATOARELOR VARIABILE

Prezența unor părți în mișcare face ca fiabilitatea condensatoarelor variabile să fie mai mică decît a celor fixe.

Principala defecțiune care survine în cazul condensatoarelor variabile, în special a celor cu aer, este străpungerea datorată, fie apropierii accidentale între armături în urma unei defecțiuni mecanice, fie depunerii pe armătură a unor particule de praf ca urmare a funcționării într-un mediu necorespunzător. În cazul condensatoarelor variabile pot surveni și defecte pur mecanice ca *uscarea*, sau chiar, *blocarea lagărelor* sau *sistemului de deplasare a armăturii mobile* ceea ce se manifestă negativ asupra preciziei reglării și asupra performanțelor nominale. Orientativ, rata de defectare pentru condensatoarele variabile cu aer poate fi considerată de $5\%/10^3h$.

Condensatoarele semireglabile au rata de defectare inferioară condensatoarelor variabile, totuși aceasta nu ajunge la valoarea celor fixe.



Scanned with OKEN Scanner

### 3.9.3. ZGOMOTUL CONDENSATOARELOR

În anumite condiții, condensatoarele pot fi sursă de zgomot. Acest zgomot produce erori în special în circuitele numerice; el nu influențează, practic, comportarea circuitelor analogice [8].

Principalele surse de zgomot în condensatoare sînt:

*Descărcări interne incipiente* care survin în interstițiile ocupate în materialul dielectric sau între armături și dielectric, la cîmpuri electrice intense (la o funcționare în regim alternativ survin două asemenea descărcări pe perioadă). Descărcările sînt favorizate și de existența pe armături a unor proeminențe ascuțite în dreptul cărora cîmpul este puternic neomogen.

*Variațiile aleatoare de sarcină pe armături* se datoresc adeziunii incomplete a armăturii pe dielectric (în special în cazul condensatoarelor cu mică sau ceramică argintate), în prezența unor dilatări termice sau șocuri mecanice.

Condensatoarele supuse unor *cicluri de temperatură joasă-înaltă* prezintă o pronunțată tendință spre o adeziune incompletă a armăturii pe dielectric.

*Relaxarea dielectricului* care survine la dielectricii cu polarizare de orientare sau polarizare spontană este, în special, sursa unui *zgomot de impulsuri*.

*Polimerizarea incompletă a dielectricilor organici* care poate continua în timp, este, de asemenea, sursa unui zgomot de impulsuri.

*Radiațiile radioactive, radiațiile Röentgen, lumina,* produc ionizări care sînt surse de zgomot în dielectrici ca: mica, ceramicele cu polarizație neliniară, materiale sintetice organice. Aceste zgomote sînt mai importante în cazul condensatoarelor cu capacități mici.

*Variația capacității sau rezistenței de contact datorită unor șocuri mecanice sau dilatării termice* sînt, de asemenea, surse de zgomot.

În general, în cadrul condensatoarelor variabile, intervin toate tipurile de surse de zgomot amintite, funcție de tipul condensatorului variabil.

*Specific condensatoarelor variabile* este *zgomotul cauzat de angrenajul mecanic.*

Scanned with OKEN Scanner

# 4

# BOBINE

Bobinele, pentru diferitele domenii de utilizare, se deosebesc constructiv prin *forma geometrică a bobinei și a spirelor, numărul de spire al înfășurării, numărul de straturi ale înfășurării, dispunerea relativă a straturilor, utilizarea sau neutilizarea carcasei, tipul de carcasă, existența sau neexistența miezului magnetic, tipul miezului, posibilitatea de variație a inductanței* etc. Elementele constructive, pe de o parte, și condițiile de utilizare, pe de altă parte, impun folosirea diferitelor materiale pentru înfășurări, pentru carcase, pentru miezuri etc., iar realizarea concretă impune anumite tehnologii atît pentru construcția propriu-zisă a bobinei, cît și pentru obținerea materialelor necesare.

## 4.1. CONSTRUCȚIA ȘI TEHNOLOGIA BOBINELOR

### 4.1.1. MATERIALE CONDUCTOARE PENTRU BOBINAJ

Bobinajele se execută din materiale care se caracterizează prin conductivitate electrică ridicată, printr-o rezistență mecanică suficientă, precum și prin rezistență la coroziune chimică.

Materialul cel mai des folosit în calitate de conductor este *cuprul*, care are conductivitate electrică foarte bună și nu prezintă dificultăți la prelucrarea tehnologică. În general, se utilizează *conductoare de secțiune circulară*, cu diametre normalizate (tabelul 4.1).

În circuite de mare putere, în care înfășurările bobinelor sînt parcurse de curenți foarte mari, se folosesc *conductoare cu secțiune dreptunghiulară*, sau chiar *tubulare*.

Conductoarele din *aluminiu* se folosesc numai pentru bobinele instalațiilor de putere.

În domeniul *frecvențelor audio* conductoarele sînt *izolate cu email* (lacuri din polivinilacetat, poliuretanice, epoxidice, silicoorganice), *cu email și fibre textile* (email cu unul sau cu două straturi de mătase, email cu mătase și bumbac) sau cu *fibre anorganice* (sticlă). Din punctul de vedere al rezistenței la temperaturi înalte, emailurile din polivinilacetat au cea mai scurtă

TABELUL 4.1

**Caracteristicile conductoarelor de bobinaj $C_u + E_m$**

| d (mm) | diz (mm) | $\rho_{tn}$ | G | S | I max(mA)/aJ = A/mm² | | | | | Nr. spire | Nr. spire/cm² | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| fără izol | cu izol | (Ω/m) | (g/m) | (mm²) | J = 2 | J = 25 | J = 3 | J = 35 | J = 4 | cm | fără izol între straturi | cu izol între straturi |
| 0,05 | 0,068 | 8,85 | 0,019 | 0,00196 | 3,9 | 4,9 | 5,9 | 6,9 | 8 | 147 | 16 150 | 13 250 |
| 0,07 | 0,092 | 4,52 | 0,036 | 0,00385 | 7,7 | 9,6 | 11,5 | 13,5 | 15,4 | 106 | 9 700 | 8 330 |
| 0,1 | 0,123 | 2,21 | 0,073 | 0,00785 | 15,7 | 19,7 | 23,6 | 27,5 | 31 | 80 | 6 100 | 4 470 |
| 0,12 | 0,149 | 1,537 | 0,105 | 0,01131 | 226 | 273 | 34 | 39,6 | 45,3 | 66 | 4 210 | 3 190 |
| 0,15 | 0,18 | 0,983 | 0,126 | 0,01767 | 35,3 | 44,2 | 53 | 61,8 | 70,7 | 55 | 2 880 | 2 260 |
| 0,18 | 0,21 | 0,682 | 0,222 | 0,02545 | 51 | 63,7 | 76,5 | 89,3 | 102 | 47,5 | 2 050 | 1 730 |
| 0,2 | 0,231 | 0,552 | 0,287 | 0,03142 | 62,9 | 78,6 | 94,3 | 110 | 126 | 43,4 | 1 715 | 1 465 |
| 0,22 | 0,255 | 0,457 | 0,347 | 0,03801 | 76 | 95 | 114 | 135 | 152 | 39,2 | 1 460 | 1 210 |
| 0,25 | 0,285 | 0,354 | 0,447 | 0,0490 | 98 | 123 | 147 | 172 | 796 | 35 | 1 140 | 978 |
| 0,28 | 0,317 | 0,282 | 0,559 | 0,06158 | 122 | 154 | 185 | 216 | 246 | 31,5 | 925 | 813 |
| 0,3 | 0,337 | 0,245 | 0,741 | 0,07069 | 141 | 177 | 212 | 248 | 283 | 29,6 | 807 | 722 |
| 0,35 | 0,394 | 0,1806 | 0,873 | 0,09621 | 192 | 240 | 289 | 334 | 385 | 25,3 | 594 | 530 |
| 0,4 | 0,444 | 0,1383 | 1,14 | 0,1257 | 252 | 315 | 378 | 441 | 504 | 22,5 | 470 | 350 |
| 0,45 | 0,501 | 0,1092 | 1,45 | 0,159 | 318 | 393 | 477 | 556 | 636 | 19,9 | 371 | 277 |
| 0,5 | 0,551 | 0,0885 | 1,78 | 0,1964 | 392 | 490 | 590 | 686 | 788 | 18,1 | 300 | 224 |
| 0,55 | 0,639 | 0,0731 | 2,56 | 0,2376 | 475 | 594 | 713 | 831 | 952 | 16,4 | 250 | 190 |
| 0,6 | 0,659 | 0,0615 | 2,96 | 0,2827 | 566 | 707 | 848 | 990 | 1 136 | 15,1 | 209 | 162 |
| 0,65 | 0,709 | 0,0524 | 2,99 | 0,3312 | 662 | 838 | 993 | 1 160 | 1 328 | 14,1 | 180 | 142 |
| 0,7 | 0,759 | 0,0452 | 3,48 | 0,3848 | 770 | 960 | 1 150 | 1 350 | 1 540 | 13,1 | 153 | 125 |
| 0,8 | 0,872 | 0,0346 | 4,54 | 0,5027 | 1 000 | 1 256 | 1 510 | 1 760 | 2 012 | 11,4 | 127 | 95,5 |
| 0,9 | 0,972 | 0,0276 | 5,73 | 0,6362 | 1 270 | 1 590 | 1 910 | 2 220 | 2 540 | 12,2 | 93 | 78 |
| 1 | 1,087 | 0,0221 | 7,08 | 0,7854 | 1 570 | 1 960 | 2 360 | 2 750 | 3 145 | 9,3 | 75 | 65 |
| 1,2 | 1,291 | 0,0153 | 10,19 | 1,131 | 2 260 | 2 739 | 3 400 | 3 960 | 4 530 | 7,7 | 52 | 40,5 |
| 1,5 | 1,595 | 0,00984 | 15,87 | 1,767 | 3 530 | 4 428 | 5 300 | 6 180 | 7 070 | 6,2 | 33,5 | 26,5 |
| 2 | 2,1 | 0,00556 | 28,2 | 3,142 | 6 290 | 7 860 | 9 430 | 11 000 | 12 560 | 4,75 | 19 | 15,5 |

Scanned with OKEN Scanner

durată de viață la temperaturi mari, fiind urmate în ordine de emailurile pe bază de rășini poliuretanice, epoxidice, silicoorganice.

Emailurile poliuretanice sînt preferate la producția de mare serie, deoarece, avînd punct de topire scăzut, nu mai implică dezizolarea anticipată a terminalelor în operațiile de lipire cu aliaj de staniu.

Temperaturile de lucru limită sînt de cca 80°C, pentru fibrele textile neimpregnate, 100—150°C pentru izolații de email și peste 150° pentru izolații din fibre de sticlă.

În domeniul *frecvențelor înalte* (*frecvența radio*) se folosesc *conductoare lițate* (lița RF) constituite din 7—15 conductoare de diametru foarte mic, fiecare fibră fiind izolată individual, iar ansamblul izolat cu bumbac sau mătase. Lița are rezistență scăzută în curent alternativ, datorită micșorării efectului pelicular, ceea ce conduce la pierderi mici în conductorul luat în ansamblu. Conductorul lițat se poate folosi pînă la frecvențe de 1—3 MHz.

În domeniul *frecvențelor foarte înalte* se folosesc *conductoare din cupru argintate*, deoarece datorită efectului pelicular curentul circulă practic numai prin stratul de argint de la suprafață, care are conductibilitate electrică foarte ridicată. În acest domeniu, conductorul se folosește fie neizolat, pentru bobinaje cu pas mai mare decît diametrul conductorului, fie cu izolație email-mătase cînd este necesar bobinaj „spiră lîngă spiră".

## 4.1.2. CARCASE PENTRU BOBINE

Suportul (carcasa), pe care se înfășoară conductorul bobinei, trebuie să permită bobinarea ușoară, efectuarea cu ușurință a conexiunilor, fixarea simplă și montarea comodă a miezului magnetic, prezentînd în același timp o rezistență mecanică satisfăcătoare.

Materialul din care se construiește carcasa trebuie să prezinte caracteristici mecanice și electrice corespunzătoare: rigiditate dielectrică necesară, pierderi dielectrice reduse, stabilitate termică și stabilitate la acțiunea umidității și la variația parametrilor ambianți, precum și în timp. Materialul se alege în funcție de domeniul de frecvență la care lucrează bobina și de performanțele ce se impun.

În ordine crescîndă a performanțelor, *materialele* cele mai utilizate sînt: *cartonul electroizolant pertinaxul, textolitul, materialele termorigide* (*bachelită*), *materialele termoplastice* (*polistiren, policlorvinil, polietilena, teflon*) *materiale ceramice.*

*Cartonul textolitul, pertinaxul, bachelita* sînt utilizate în *domeniul frecvențelor joase* (tabelul 4.2).

Carcasele din *materiale termoplastice* (tabelul 4.2) au proprietăți superioare, pot fi utilizate la *frecvențe înalte* și au avantajul că se prelucrează mecanic ușor și nu sînt casante. În utilizarea acestora este necesar ca temperatura mediului ambiant să nu depășească temperatura de înmuiere care caracterizează fiecare material termoplastic.

*Materialele ceramice* au cele mai bune proprietăți. Pînă la *frecvențe relativ ridicate* au pierderi dielectrice foarte mici, oferă o foarte bună rigiditate mecanică (fiind însă casante), au coeficientul mic de dilatare cu temperatura, sînt stabile la acțiunea umidității și a variațiilor de temperatură, păstrîndu-și proprietățile în timp.



Scanned with OKEN Scanner

**Materiale pentru carcasele bobinelor de joasă frecvență**

| | Polistiren | Bachelită | Materiale stratificate | Carton (preșpan) impregnat |
|---|---|---|---|---|
| Comportarea cu temperatura | Slabă admite max. 70-80°C | Bună (termodură) | Foarte bună admite peste 100°C | În general bună (90°C) |
| Propr. electrice în JF | Foarte bune | Bune | Bune | Acceptabile |
| Propr. mecanice | Slabe; se îmbună tățesc cu adaosuri | Medii (oarecum fragilă) | Foarte bune | Bune, dependente de execuție |
| Mod de execuție al carcasei | Prin turnare în matrițe | Prin turnare în matrițe | Tăiere (ștanțare) și asamblare | Înfășurare pe șablon și impregnare |
| Utilizare | Toate tipurile de bobine și carcase mult folosit în JF și IF | Numai pentru bobine de JF mai puțin folosită în ultimii ani | Pentru bobine de JF, la unicate sau serii mici | Puțin folosit pt. carcase cu forme simple |
| Aspect, observații | Aspect translucid sau colorat dacă are adaosuri | Culoare neagră, verde închis sau maro închis | Se folosește pertinax, textolit mai rar steclotextolit | Se impregnează cu lacuri bachelitice |

Uneori carcasele se confecționează din aluminiu și în acest caz carcasa se oxidează la suprafață. Stratul subțire superficial de oxid de aluminiu este un bun izolator.

Din punct de vedere constructiv (fig. 4.1) carcasele pot fi: *carcase tubulare*, fără flanșe, având secțiunea pătrată, dreptunghiulară sau circulară,

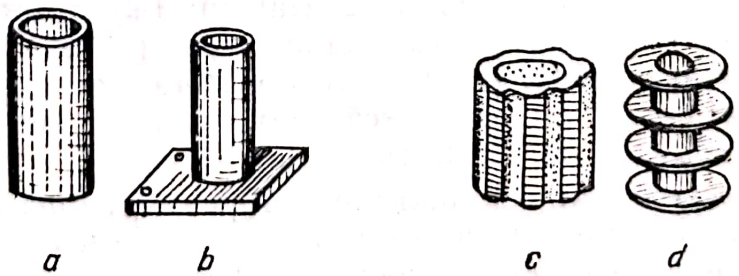



**Fig. 4.1.** Tipuri constructive de carcase:
*a* — simplă, tubulară; *b* — cu flanșă; *c* — cu spirală; *d* — cu nervuri; *e* — cu galeți.



Scanned with OKEN Scanner

după tipul miezului; *carcase cu flanșe*, prevăzute cu flanșe laterale pentru limitarea lungimii bobinei, uneori și cu flanșe intermediare în vederea micșorării capacităților parazite (construcția cu galeți).

Flanșele sînt prevăzute cu orificii, prin care se scot terminalele.

Carcasele pot fi prevăzute și cu piese pentru fixare pe șasiu. De obicei, pereții carcaselor sînt netezi, condiție obligatorie pentru bobinajul multistrat. Pentru bobinajul într-un singur strat se pot utiliza carcase cu nervură elicoidală, pentru fixarea conductorului. Acest ultim tip permite bobinarea uniformă a bobinelor cu spire distanțate, pentru bobine cu capacități parazite reduse și factor de calitate ridicat.

### 4.1.3. TIPURI DE BOBINAJE

Bobinajele aparaturii electronice se realizează în *simplu strat*, sau în mai *multe straturi* (*multistrat*).

După forma lor (fig. 4.2), bobinajele într-un singur strat pot fi: *cilindrice*, *toroidale* sau în *dublu D*.

La rîndul lor, *bobinajele cilindrice* se realizează *fără carcasă* (la frecvențe foarte înalte) sau *pe carcasă*. Bobinajul cilindric pe carcasă în cele mai multe cazuri se execută în exteriorul carcasei. La bobinele cărora li se impune condiția de mare stabilitate a inductivității la variațiile de temperatură, înfășurările se execută cu conductorul parțial îngropat în șanțul elicoidal practicat pe suprafața carcasei. Înfășurarea conductorului se face la cald, încît după răcire, conductorul aderă la carcasă și nu-și variază dimensiunile la variația temperaturii mediului ambiant.

Bobinajele cilindrice se execută din conductor izolat simplu cu email, sau, pentru spire puține și rare, chiar din conductor neizolat. Acest tip de bobinaj se caracterizează prin rezistență mică în curent continuu, pentru o aceeași inductivitate, precum și prin capacități parazite mici.

În cazul *bobinajului cilindric simplu strat* nu se pot obține inductivități mari din cauza numărului relativ mic de spire, cîmpul magnetic perturbator creat în exterior fiind mare, ceea ce conduce nu numai la eventuala perturbare a funcționării celorlalte elemente din circuit, ci și la posibila modificare a inductivității proprii, sub influența maselor metalice din vecinătate.

*Bobinajul toroidal* executat în *simplu strat* se caracterizează printr-o valoare minimă a cîmpului magnetic de dispersie, însă prezintă o rezis-

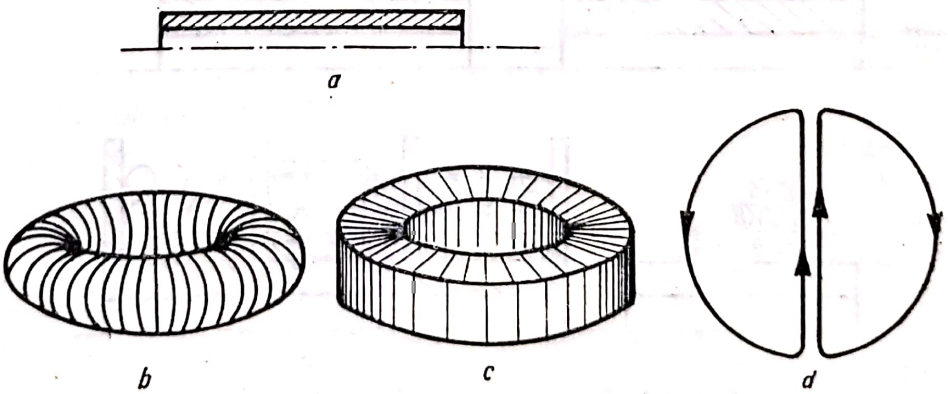



**Fig. 4.2.** Tipuri de bobinaje într-un singur strat:
*a* — cilindric; *b,c* — toroidal; *d* — în dublu D.



Scanned with OKEN Scanner

tență de curent continuu mai mare decît a bobinei cilindrice pentru o aceeași inductivitate. Bobinajul toroidal poate avea secțiune circulară sau secțiune dreptunghiulară.

*Bobinele în simplu strat, în dublu D*, reprezintă o soluție intermediară, avînd cîmp magnetic extern relativ redus și rezistență de curent continuu mică. În plus, reglarea se face relativ ușor, bobinele individuale fiind bobinate, impregnate și montate înaintea reglării finale.

*Bobinajul multistrat* permite obținerea inductivităților mari, în volum mic. Conductorul folosit este în mod obligatoriu izolat cu email și mătase.

Se pot realiza *bobinaje cu mai multe straturi*, cu diverse *tehnologii*, prin *bobinare spiră după spiră*, *bobinaj piramidal* sau *bobinaj „fagure"*. Toate aceste bobinaje sînt executate pe carcase cilindrice. Se pot executa și bobinaje toroidale multistrat, pentru evitarea alunecării stratului utilizîndu-se izolații între straturi.

*Bobinajele multistrat spiră după spiră* prezintă o capacitate distribuită mare și pericol de străpungere a izolației, în special la spirele care vin în contact la extremitățile straturilor, unde diferențele de potențial sînt mari. Pentru micșorarea pericolului de străpungere se pot folosi straturi intermediare de izolație (tabelul 4.3), dar prin aceasta se micșorează coeficientul de umplere.

TABELUL 4.3.

**Izolația între straturi la transformatoare și bobine de rețea de mică putere**

| Diametrul conductorului (mm) | Tipul izolației | Grosimea izolației (mm) |
|---|---|---|
| sub 0,1 | Hîrtie de condensator, folie plastică | 0,01...0,03 |
| 0,1...0,5 | Hîrtie de condensator sau telefonică | 0,03...0,05 |
| peste 0,5 | Hîrtie pentru cabluri | 0,06...0,02 |

Pe carcasele fără flanșe, bobinajul cilindric multistrat (fig. 4.3) se execută micșorînd mereu cu cîte o unitate numărul de spire din strat.

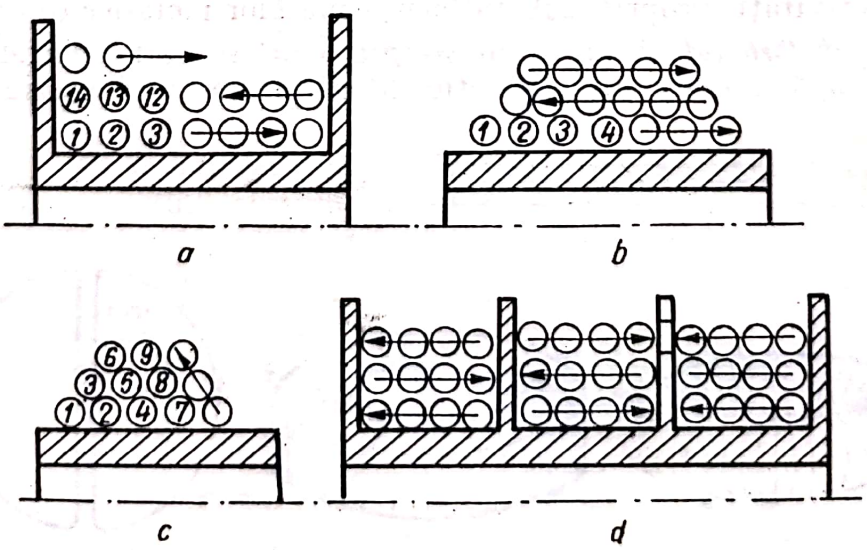



**Fig. 4.3.** Tipuri de bobinaje multistrat:
*a* — cilindric cu flanșe; *b* — cilindric; *c* — piramidal; *d* — cilindric secționat cu flanșe intermediare.



Scanned with OKEN Scanner

Pentru micșorarea capacității parazite și evitarea străpungerilor se realizează bobinaje la care spirele între care există diferențe mari de potențial sînt depărtate. Aceasta se poate realiza fie prin *bobinaj piramidal*, recomandat în special pentru obținerea inductanțelor mari care lucrează la tensiuni ridicate (transformatoare de impulsuri), fie prin *bobinaj cilindric secționat*, pe carcase cu flanșe intermediare. La acestea din urmă, fiecare secțiune avînd puține spire are și capacitate proprie mică, iar capacitățile secțiunilor se leagă în serie. Totuși, nu se pot folosi prea multe secțiuni (de obicei 3 sau 4) deoarece devin supărătoare capacitățile dintre secțiuni sau dintre secțiuni și miez.

Reducerea capacității proprii și evitarea străpungerilor se poate obține prin *bobinajul „fagure"*. În timpul bobinării se dă carcasei o mișcare de translație în lungul axei sale, sincronizată cu mișcarea sa de rotație, încît conductorul se bobinează înclinat în raport cu suprafața de rotație a înfășurării. Astfel, spirele între care există diferențe mari de potențial sînt depărtate și neparalele. Bobinajul „fagure" poate fi *„fagure propriu-zis"*, cînd spirele sînt distanțate între ele, sau *„universal"* cînd spirele sînt nedistanțate.

Bobinajul „fagure" are capacități proprii reduse și o rigiditate mecanică bună, bobinele astfel realizate menținîndu-și forma și fără a fi impregnate. Bobinajele „fagure" pot fi executate și pe secțiuni, pe carcase tubulare cu flanșe intermediare, bobinele putînd fi conectate în serie sau în paralel.

În tabelul 4.4 se prezintă principalele caracteristici ale bobinajelor utilizate la frecvențe înalte.

Bobinajele multistrat se pot realiza și fără carcasă, atunci cînd bobina trebuie să aibă un anumit profil (bobine de deflexie ale tubului cinescop), sau cînd pierderile în carcasă aduc inconveniente. Rigiditatea mecanică se realizează în acest caz prin legarea fiecărui strat sau a unui grup de straturi cu fîșii de pînză și impregnarea ulterioară a ansamblului.

Pentru bobinajele multistrat pe carcasă, capetele înfășurărilor se lipesc pe cose fixate pe flanșele laterale ale carcasei sau pe reglete izolante, fixate de miez. Procesul tehnologic se încheie cu impregnarea bobinei, pentru robustețe mecanică și în special pentru protecție împotriva umidității. *Impregnarea* constă în umplerea interstițiilor bobinajului cu lac de impregnare electroizolant. Avantajele impregnării sînt:

— rigidizează înfășurările;

— îmbunătățește disiparea căldurii, lacul avînd conductibilitate termică mai bună decît aerul sau izolațiile de hîrtie;

— îmbunătățește proprietățile electrice ale izolației, în principal a rigidității dielectrice, anulează efectul microfisurilor din email;

— evită pătrunderea umezelii din atmosferă în golurile izolației.

Pentru o impregnare bună trebuie să fie îndeplinite următoarele cerințe:

— fluiditatea lacului să fie suficientă pentru a pătrunde bine în interstiții, dar nu exagerată, pentru a nu se produce o contracție prea mare la uscare (în general se ia un procent de maxim 50—60% solvent);

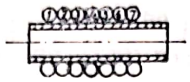
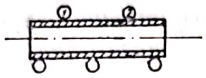
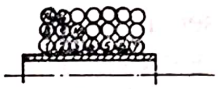
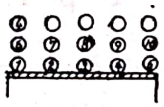
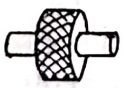
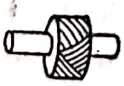
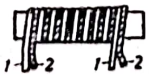
— rășinile folosite trebuie să aibă molecule mici, sferice, cele cu molecule lungi dau lacuri vîscoase, care impregnează prost;

— nu se pot folosi lacuri cu uscare numai prin evaporarea solventului, contracția la uscare fiind prea mare; de aceea se folosesc lacuri cu întărire atît prin evaporare cît și prin reacții chimice și lacuri fără solvent;



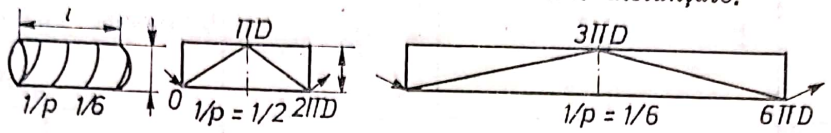
Scanned with OKEN Scanner

**Bobinaje utilizate la frecvențe înalte**

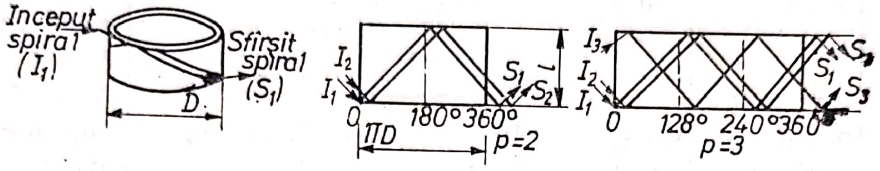
| | Tipul bobinajului | Aspect | Domeniu de utilizare | Q | C proprie | Observații |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | Într-un strat cu spire alăturate |  | Întreaga gamă de frecvențe; L mici (×0,1μH.. ×0,1mH) | 80... ...250 | mica | cu/fără miez cu/fără carcasă |
| 2 | Într-un strat cu spire distanțate |  | frecvențe înalte și foarte înalte L mici(×nH... ×0 1μH | 150... ...350 | f. mică | idem 1 puteri mari (emisie) |
| 3 | Bobinaj spiral | | frecvențe înalte și foarte înalte, L mici (×nH) puteri mari ptr. emisie | 150... ...300 | f. mică | fără miez se fac și pe cablaj imprimat |
| 4 | Mai multe straturi spiră lîngă spiră și strat peste strat |  | frecvențe joase cînd nu contează Q mic; L mari | mic < 50 | f. mare | idem 1 |
| 5 | Mai multe straturi bobinate întîmplător | | frecvențe medii < <2MHz) L mari | uneori satisfăcător (≈80) | mare | pe carcasă cu flanșă sau pe miez |
| 6 | Piramidal | | frecvențe medii și înalte (5— 10MHz) L medie | bun (> 80) | medie | pe carcasă sau pe miez |
| 7 | Cu straturi distanțate |  | frecvențe medii și înalte, puteri mari (emisie L medie | bun (> 80) | mică | carcase speciale |
| 8 | Bobinaj secționat (găleți) | | frecvențe medii și joase L medie mare | mediu (50... ...100) | medie | pe carcase |
| 9 | *1) în fagure (încrucișat) |  | frecvențe medii și joase (50kHz... 5MHz) L mare (> 50μH) | f. bun (> 150) | mică | pe miez sau pe carcase buna rigiditate |
| 10 | *2) universal |  | idem 9 | idem 9 | idem 9 | idem 9 se execută mai ușor |
| 11 | Pas pelerin | mai multe bobine inversate în serie apropiate | frecvențe joase (50... 500 kHz) L mare > 01 mH) | f. bun | idem 9 | idem 9 |
| 12 | Bifilar |   | toată gama, în 1 sau mai multe straturi, cînd este necesar cuplaj f. strîns (k < 0,8) pentru perfecta simetrie a, celor 1—2 înfășurări. | | | |

Scanned with OKEN Scanner

* 1) *Bobinajul în fagure se realizează executînd sincron cu rotația și o deplasare axială; la o rotație completă conductorul suferă p sau 1/p întoarceri (p = întreg); spirele alăturate sînt distanțate.*




*2) *Bobinajul universal se deosebește de fagure numai prin faptul că spirele alăturate sînt nedistanțate.*




— viteza de întărire trebuie reglată cu atenție (prin modificarea temperaturii) în caz contrar se produce întărirea numai la suprafață, iar solventul din interior nu se mai evaporă;

— lacul și solventul să nu atace emailul conductoarelor.

Cîteva lacuri de impregnare mai folosite sînt prezentate în tabelul 4.5.

Calculul inductivității se face anterior realizării bobinei, în general prin formule empirice. Astfel, pentru o bobină cu simplu strat (fig. 4.4) se poate folosi relația:

$$L = k F n^2 d \qquad (4.1)$$

unde $n$ este numărul de spire al înfășurării;

$d$ — diametrul carcasei;

$F$ — factorul de formă, tabelat în funcție de raportul $\frac{d}{l}$;

$k$ — factor, care ține seama de forma spirelor, influența izolației conductorului, influența materialului de impregnat.

Tehnologic, bobinajele se execută cu mașini automate (fig. 4.5), construite special pentru tipul de bobinaj impus. Operațiile de impregnare se realizează manual.

La bobinele cu mai multe înfășurări, dispunerea lor relativă are implicații atît funcționale cît și economice.

Astfel, pentru transformatoarele de semnal (intrare, ieșire, cuplaj) la care caracteristica de frecvență este foarte importantă, trebuie micșorat fluxul de dispersie, deci inductanța de scăpări. Pentru aceasta una din bobine se secționează și între cele două secțiuni se dispune cea de-a doua bobină.

Cînd cerințele tehnice nu sînt prea severe și nu se impun restricții asupra scăpărilor de flux magnetic (de exemplu pentru transformatoare de alimentare) dispunerea înfășurărilor se face din considerente economice. Astfel, conductorul mai scump (de diametru mai mic) se bobinează primul, raza bobinei fiind mai mică imediat lîngă carcasă și în acest mod se realizează numărul de spire necesar cu o cantitate mai mică de conductor. Dacă



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 4.5

**Lacuri pentru impregnarea bobinajelor**

| Tipul lacului | Bază | Solvent | Caracteristici | Întărire prin | Utilizare |
|---|---|---|---|---|---|
| De șellac | Șellac | Alcool | Propr. electrice satisfăcătoare | Evaporare | Impregn. bobinelor pentru rețea și AF |
| Oleobituminoase | Uleiuri sicative; bitumuri | white spirt; solvent nafta | Nehigroscopice propr. electrice bune; se dizolvă în uleiuri minerale | Evaporare și reacție chimică | Impregn. bobinelor pentru rețea care lucrează în atmosferă umedă |
| Celulozice | Benzil celuloză; acetil celuloză | Esteri sau cetone | Propr. electrice bune | Evaporare | Acoperirea înfășurărilor la exterior; rol extetic |
| Bachelitice sau oleobachelitice | Bachelită A (ulei sicativ) | Alcool, white spirt, xilen | Propr. el. bune; rezistă la uleiuri și la umezeală | Reacție chimică | Impregn. bobinelor pentru rețea, foarte rar pentru AF |
| Epoxidice | Rășină epoxidică și întăritor | fără solvent | Propr. el. foarte bune; contracție redusă la întărire; adezivitate mare | Reacție chimică | Impreg. înfăș. pentru condiții de lucru grele (tens. mari, temp mari, umezeală) |
| Poliesterice | Poliesteri nesaturați cu cataliz. pt. întărire | Fără solvent | Propr. el. foarte bune în JF și IF pînă la 80—90°C; impregn. bine | Reacție chimică | Mult folosit; la impregn. bobinelor pentru rețea, AF și chiar frecv. ridicate |
| Siliconice | Rășini siliconice | Xilen | Propr. el.f. bune pînă la 200°C în medii umede | Evaporare | Impregn. înfăș. mașinilor cu regim termic f. greu |

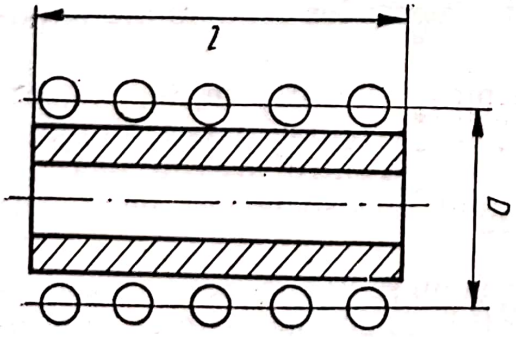



**Fig. 4.4.** Bobina cu simplu strat.

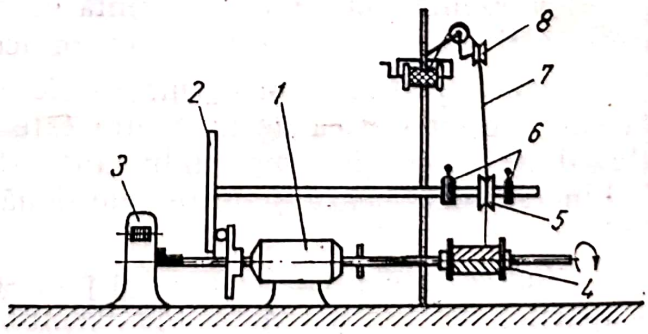



**Fig. 4.5.** Mașină automată pentru bobinat:
1 — motor; 2 — sistem pentru deplasare axială și schimbare a sensului; 3 — contor de ture (spire); 4 — carcasa; 5 — ghidaj fir; 6 — limitatoare de cursă; 7 — conductor; 8 — sistem pentru tensionarea firului.



Scanned with OKEN Scanner

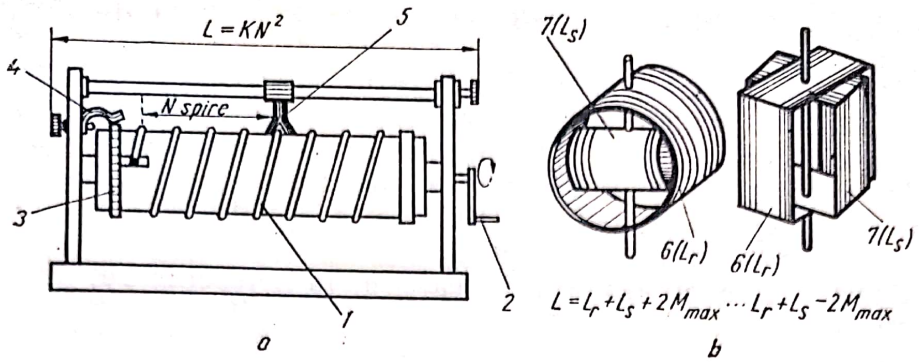



**Fig. 4.6.** Variometre:
*a* — cu varierea numărului de spire; *b* — cu varierea inductanței mutuale.
1 — suport cu bobinaj; 2 — miner; 3 — colier pentru contactul glisant; 4 — contact fix; 5 — contact mobil; 6 — stator; 7 — rotor.

transformatoarele sînt de mare putere și condițiile de răcire sînt severe, se renunță la criteriul economic și se bobinează la exterior înfășurarea de diametru minim, care disipă cea mai mare cantitate de căldură.

*Bobinele cu inductivitate variabilă* continuu în limite largi, *variometrele*, se realizează după unul din următoarele principii:

a) prin varierea numărului de spire;

b) prin modificarea cuplajului (inductanței mutuale $M$) între două secțiuni ale bobine ;

c) prin modificarea poziției unui miez magnetic (ferovariometru).

*Variometrele de joasă frecvență* se bazează, de regulă, pe ultima metodă. Un miez din tole comandat de un sistem mecanic, de exemplu cu șurub melcat, poate fi scos sau introdus în bobină.

*În înaltă frecvență* se folosesc toate cele trei metode. La bobine pentru puteri mari varierea continuă a numărului de spire, prezentată schematic în figura 4.6,*a*, se obține cu un contact glisant pe conductorul bobinei, rotită cu un sistem mecanic potrivit.

O altă metodă se bazează pe secționarea inductanței în două bobine cuplate mutual (fig. 4.6,*b*). Una este fixă — statorul — iar a doua este mobilă — rotorul. Inductanța rezultantă variază între limitele: $L_{max} = L_s + L_r + 2M_{max}$, cînd bobinele sînt în serie și $L_{min} = L_s + L_r - 2M_{max}$ cînd sînt în opozi ie. Inductanța mutuală $M$ variază aproximativ sinusoidal între $M_{max}$ și $-M_{max}$.

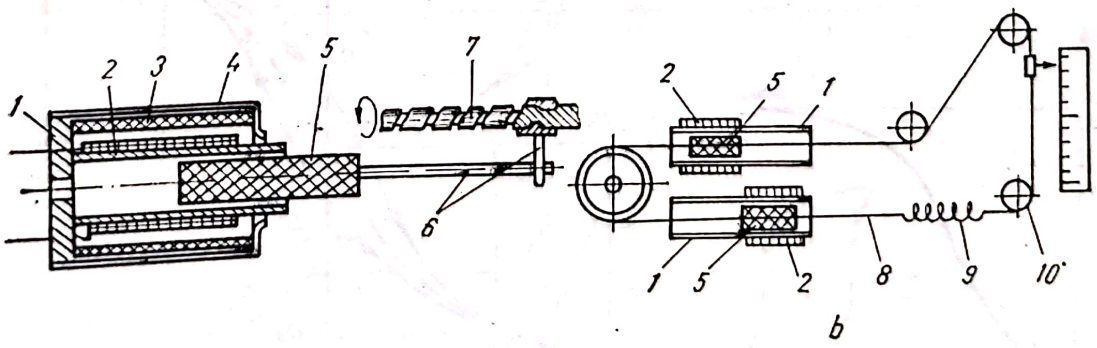



**Fig. 4.7.** Variometre cu modificarea poziției miezului (ferovariometre):
*a* — pentru gama 0,1—15(20)MHz; *b* — pentru gama sutelor de MHz. 1 — carcasă; 2 — bobinaj; 3 — oală din ferită; 4 — ecran (aluminiu); 5 — miez de ferită; 6 — tijă cu sistem de antrenare; 7 — șurub melcat; 8 — sfoară scală; 9 — arc; 10 — tambur antrenare.



Scanned with OKEN Scanner

Sistemul, utilizat la bobinele de putere, este mai puțin răspîndit în prezent.

Variometrele de *mică putere* se bazează, în cea mai mare parte, pe a treia metodă. Prin introducerea sau scoaterea miezului de ferită din bobină, inductivitatea variază între aproximativ $L_o$ și $\mu_{ef} L_o$. Deplasarea relativă a miezului se poate realiza în mai multe feluri: axial (translație), unghiular (rotație), prin deplasarea bobinei etc. Mai răspîndit este primul sistem, prezentat în două variante în figura 4.7.

Variometre de acest tip se utilizează în radioreceptoare, aparate electronice etc.

## 4.1.4. MIEZURI MAGNETICE

### 4.1.4.1. MATERIALE MAGNETICE ȘI CARACTERISTICILE LOR

Pentru obținerea inductivităților de valori mari, înfășurarea bobinei se dispune pe miezuri magnetice. Miezul magnetic împreună cu eventualele întrefieruri (întreruperi longitudinale ale miezului) formează un circuit magnetic, care are calitatea de a concentra aproape integral liniile cîmpului magnetic.

Materialele magnetice utilizate pentru miezurile bobinelor sînt neliniare, din punctul de vedere al comportării în cîmp magnetic exterior. Neliniaritatea se exprimă prin dependența inducției magnetice $\overline{B}$ de intensitatea cîmpului magnetic $\overline{H}$, printr-o funcție neliniară (fig. 4.8).

Crescînd intensitatea $\overline{H}$ a cîmpului magnetic, inducția magnetică $\overline{B}$ crește, tinzînd către valoarea de saturație $\overline{B}_s$.

Atomii materialelor magnetice avînd moment magnetic propriu, iar momentele atomice vecine fiind orientate identic, se formează domenii cu magnetizare spontană. Pe ansamblu, domeniile sînt astfel orientate, încît materialul prezintă magnetizație remanentă. La aplicarea unui cîmp magnetic exterior, apare o deplasare a domeniilor magnetice, ceea ce macroscopic se manifestă printr-o dependență de tip histerezis a inducției magnetice $\overline{B}$, de intensitatea $\overline{H}$ a cîmpului magnetic (fig. 4.9).

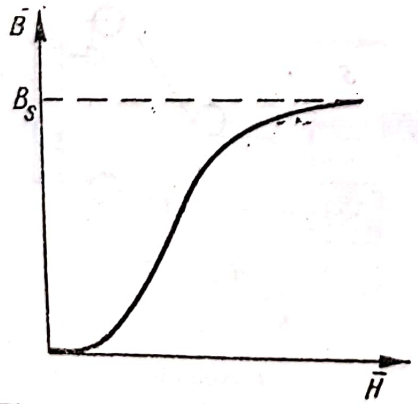



Fig. 4.8. Dependența liniară a inducției magnetice $\overline{B}$ funcție de intensitatea cîmpului magnetic $\overline{H}$.

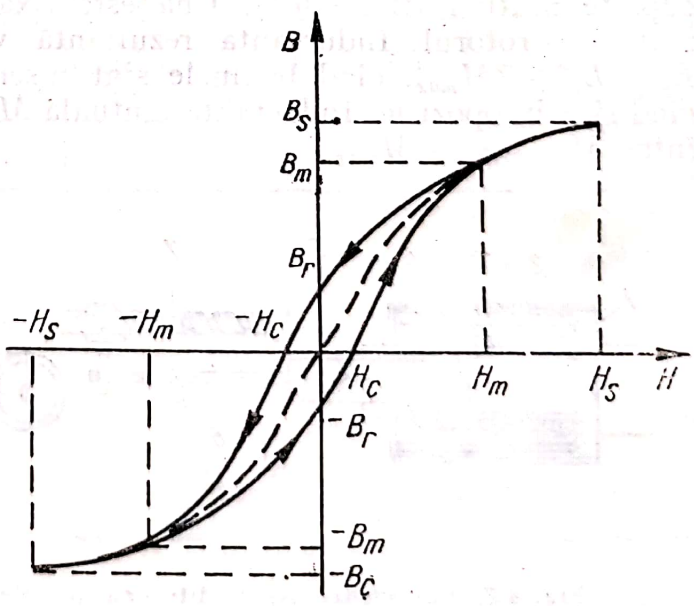



Fig. 4.9. Dependența de tip histerezis a inducției magnetice $\overline{B}$ funcție de intensitatea cîmpului magnetic $\overline{H}$.

Din punctul de vedere al orientării momentelor magnetice atomice, *materialele* pot fi *feromagnetice* sau *ferimagnetice*. *Feromagneticele* au momentele magnetice elementare orientate toate în același sens (fig. 4.10, *a*). Materialele *ferimagnetice* au în structura lor două sau mai multe subrețele magnetice, avînd fiecare magnetizare spontană, momentele magnetice fiind orientate în sens contrar, dar unul dintre momente este mai mare în valoare absolută (fig. 4.10, *b*).

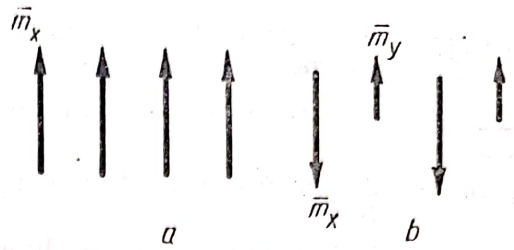



**Fig. 4.10.** Orientarea momentelor magnetice elementare:
*a* — materiale feromagnetice; *b* — materiale ferimagnetice.

Magnetizația spontană există numai pînă la o anumită temperatură $T_c$ (temperatura Curie) a cărei valoare depinde de material. După depășirea temperaturii $T_c$, energia termică a rețelei depășește energia interacțiunii de schimb, domeniile de magnetizare dispar (momentele magnetice atomice capătă o orientare haotică), materialul devenind *paramagnetic*.

Specific atît materialelor feromagnetice cît și celor ferimagnetice le sînt: existența pînă la temperatura Curie a magnetizației spontane (deci valori mari ale permeabilității) și dependența de tip histerezis dintre $\overline{B}$ și $\overline{H}$.

Din punct de vedere al *ciclului de histerezis*, materialele magnetice pot fi *moi* (cu cîmpul coercitiv $H_c \leqslant 80$ A/m, permeabilitate mare, pierderi mici) sau *dure* (avînd $H_c > 80$ A/m, pierderi mari, dar dezvoltînd energii mari în întrefier) (fig. 4.11).

După *înclinarea ciclului de histerezis*, adică după raportul dintre inducția remanentă ($B_r$) și inducția de saturație ($B_M$), materialele magnetice se pot împărți în (fig. 4.11, *a*, *b*, *c*): materiale magnetice moi avînd $\frac{B_r}{B_M} < 0{,}5$, folosite pentru obținerea inductanțelor constante la variația cîmpului magnetic exterior, materiale magnetice moi cu $\frac{B_r}{B_M}$ avînd valori 0,5... ...0,8, folosite la miezuri obișnuite și materiale magnetice moi cu $\frac{B_r}{B_M}$

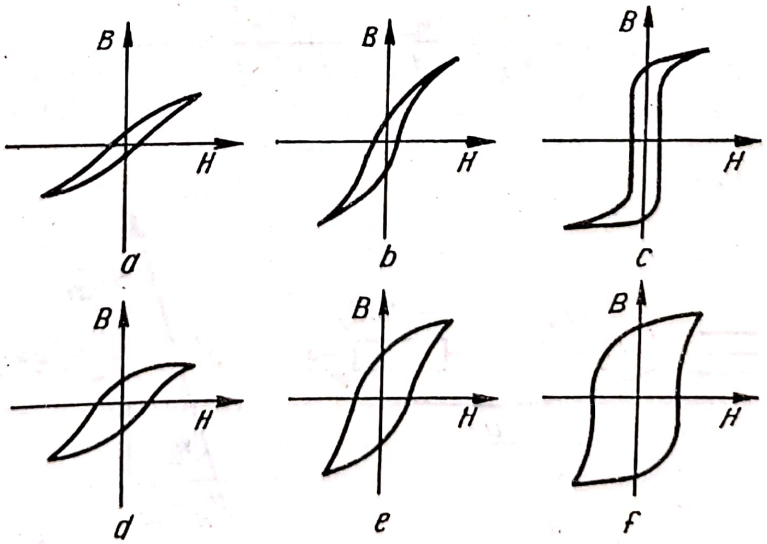



**Fig. 4.11.** Tipuri de cicluri histerezis:
*a,b,c* — materiale magnetice moi; *d.e.f* — materiale magnetice dure.

apropiat de unitate sau cu ciclu histerezis dreptunghiular (CHD), utilizate în circuite de memorie sau comutație; materiale magnetice dure cu $\frac{B_r}{B_M} \leqslant 0{,}4$, utilizate pentru înregistrarea magnetică a informației și materiale cu $\frac{B_r}{B_M} > 0{,}4$, folosite pentru magneți permanenți (fig. 4.11, *d*, *e*, *f*).

Diferitele tipuri de cicluri histerezis sînt prezentate în figura 4.11.

Interacțiunea substanței cu cîmpul magnetic este caracterizată de permeabilitatea complexă relativă:

$$\underline{\mu} = \frac{\underline{B}}{\mu_0 \underline{H}} = \mu' - j\mu'' \tag{4.2}$$

unde $\underline{B}$ este inducția magnetică;

$\underline{H}$ — intensitatea cîmpului magnetic;

$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m — permeabilitatea vidului.

O bobină ideală, avînd în vid inductivitatea $L_0$ (deci reactanța $X_L = j\omega L_0$), în care se introduce un miez magnetic de permeabilitate relativă complexă $\mu$, pentru flux de scăpări nul, prezintă la borne impedanța:

$$\underline{Z} = j\omega L = j\omega L_0 \mu = j\omega \mu' L_0 + \mu'' \omega L_0 = r_m + j\omega L \tag{4.3}$$

unde $r_m = \mu'' \omega L_0$ reprezintă pierderi în materialul magnetic la frecvența de lucru, iar $L = \mu' L_0$ este inductivitatea echivalentă a unei bobine fără pierderi.

Astfel $\mu'$, partea reală a permeabilității complexe, caracterizează *starea de magnetizație* a materialului magnetic, iar $\mu''$, partea imaginară, caracterizează *pierderile* în material.

În aceste condiții, schema echivalentă a unei bobine cu miez va fi o inductanță fără pierderi de valoare $\mu' L_0$, în serie cu o rezistență $r_m$ (fig. 4.12).

Tangenta unghiului de pierderi va fi:

$$\operatorname{tg}\delta_m = \frac{\underline{U_R}}{\underline{U_L}} = \frac{r_m \underline{I}}{\omega I \underline{I}} = \frac{\mu'' \omega L_0 \underline{I}}{\omega \mu' L_0 \underline{I}} = \frac{\mu''}{\mu'} \tag{4.4}$$

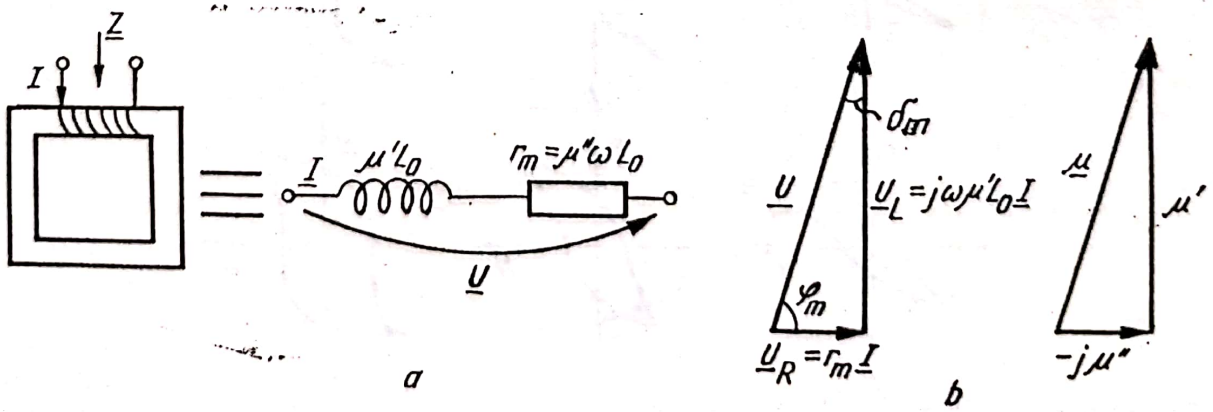



**Fig. 4.12.** Bobina cu miez:
*a* — schema echivalentă; *b* — diagrama de fazori.



Scanned with OKEN Scanner

*Pierderile* în materialul magnetic se datoresc în primul rînd *curenților turbionari* (curenți Foucault), care se induc în miezul magnetic, ca în orice mediu de rezistivitate finită străbătut de cîmp magnetic variabil. Cîmpul curenților turbionari se opune cîmpului inductor. La suprafața materialului efectul curenților turbionari este maxim, spre mijlocul materialului efectul fiind minim. Pe o adîncime de pătrundere $\delta$, intensitatea cîmpului scade de $E$ ori față de valoarea sa la suprafață. În acest mod scade secțiunea efectivă a materialului.

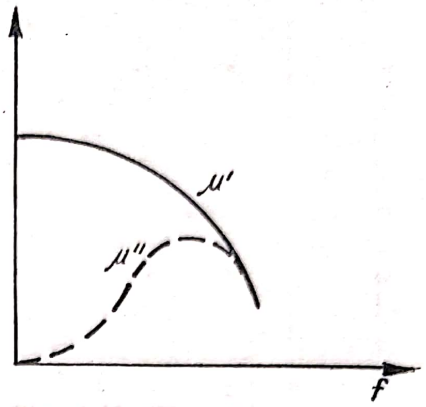


**Fig. 4.13.** Dependența permeabilității complexe de frecvență.

Din calculul adîncimii de pătrundere $\delta$, într-un material de grosime $d$ și rezistivitate $\rho$, se poate deduce dependența calitativă a permeabilității complexe în funcție de frecvență (fig. 4.13).

Pentru a micșora pierderile prin curenți turbionari grosimea $d$ a materialului magnetic trebuie să fie cît mai mică (deci folii subțiri sau granule), iar rezistivitatea $\rho$ a materialului să fie cît mai mare (materiale ferimagnetice).

Pierderile datorate curenților turbionari se manifestă printr-o rezistență de pierderi, crescătoare cu pătratul frecvenței de lucru ($r_{m1} = k_1 f^2$).

O altă cauză a pierderilor de energie în materialul magnetic este *dependența* $B = B(H)$ *de tip histerezis*, deplasarea ireversibilă a domeniilor de magnetizare sub acțiunea unui cîmp exterior făcîndu-se cu cheltuieli de energie sub formă de căldură din partea cîmpului. Aceste pierderi sînt proporționale cu aria ciclului histerezis și cu frecvența (deci materialele moi cu cîmp coercitiv mic, adică ciclu îngust, vor avea pierderi relativ mici). Se poate deduce o componentă rezistivă serie de pierderi, corespunzătoare pierderilor prin histerezis ($r_{m2} = k_2 f$).

La *frecvențe foarte înalte* se manifestă și efectul pierderilor de energie prin *magnetizare* (apariția unui defazaj în timp între $\overline{B}$ și $\overline{H}$) și datorită *rezonanței magnetice*.*

Bobinele utilizate în echipamentele electronice (transformatoare și șocuri de alimentare, transformatoare de semnal, șocuri de radiofrecvență, bobinele circuitelor selective, bobinele din filtrele electrice, inductanțele de cuplaj etc.) au miezurile realizate din materiale feromagnetice moi.

Materialele feromagnetice moi se folosesc sub formă de laminate (pentru miezuri din tole sau benzi) sau sub formă de pulbere pentru realizarea materialelor magnetodielectrice, pentru miezuri feromagnetice presate.

Cele mai utilizate materiale feromagnetice moi și caracteristicile lor sînt prezentate în tabelul 4.6.

*Materialele magnetodielectrice* sînt materiale obținute din pulbere feromagnetică (granulele fiind fiecare izolate prin oxidare superficială obținută prin tratament termic) amestecată într-un liant polimerizat, iar amestecul presat sub forma dorită. Se obțin astfel miezuri avînd rezistivitatea de volum

* Asemenea pierderi, pentru întreținerea mișcării de precesie a momentului magnetic se manifestă numai la frecvențe de ordinul sutelor de MHz și pentru materialele la care restul pierderilor sînt neglijabile.



Scanned with OKEN Scanner

## Materiale feromagnetice moi

TABELUL 4.6

| | Materialul | | | | | Domeniul frecvențelor de lucru | Utilizări | Observații |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | *Aliaje Fe-Si* (oțeluri electrotehnice) | 400—500 | 1 000—2 000 | 40—80 | 1,5—1,8 | (funcție de grosimea tolelor) | Tole pt. transformatoare și șocuri de alimentare | |
| | Laminate la cald | 500—800 | 20 000—30 000 | 8—24 | 1,5—1,6 | AF | Tole sau benzi pt. transformatoare de semnal | Prezintă anizotropie magnetică longitudinală pe direcția de laminare |
| | laminate la rece (oțel texturat) | | | | | | | |
| 2 | Aliaje Fe—Si—Al Alsifer | 18 000 | 84 000 | 3,2 | 0,7 | sute kHz | — ecrane magnetice (prin turnare)<br>— pulbere pt. magnetodielectrice | Conținutul de siliciu îi scade mult inducția maximă $B_M$ și îl face foarte fragil. Nu poate fi prelucrat sub grosimi de 2 mm |
| 3 | Aliaje Fe—Ni (permaloy) | 10 000 | 10 000 | 4 | 1,07 | MHz | — benzi pt. miezuri la transformatoarele de impulsuri | Poate fi laminat în folii foarte subțiri |
| | | | | | | | — Permaloy cu CHD pt. amplificatoare magnetice | Proprietăți mult influențate de tratamentul termic aplicat |
| | | | | | | | — pulbere pt. magnetodielectrici | |
| | Fe-Ni-Cu (izoperm) | 60 | 70 | — | 1,6 | sute kHz | — miezuri pt. bobine cu inductanță constantă cu H | const. cu $H$ |
| | Fe—Ni+Cr sau Si | 20 000 | 100 000 | 0,24 | 0,8 | sute kHz | — miezuri cu Bwf (temperatură) | Termomagnetic |
| 4 | Aliaje Fe-Co permendur | 800 | 5 000 | | 2,4 | AF | — miezuri pt. electromagneți | — dure și casante |
| | | | | | | | — membrane telefonice (aliaje Fe-Co-Ni tratat termic) | — cu adaos de vanadiu se poate lamina |
| | Fe—Co—Ni Perminvar | | 150 000 | 5 | 1,56 | 1MHz | — transformatoare cu distorsiuni neglijabile | |
| | | | | | | | — bobine de pupinizare pt. cable de telecomunicații | — $H$ = constant<br>— nestabile magnetic |

Scanned with OKEN Scanner

foarte mare (atît datorită peliculei de oxid de pe fiecare granulă, cît și izolării prin liantul dielectric). Astfel pierderile prin curenți turbionari sînt mult micșorate, miezul putînd fi utilizat la frecvențe foarte înalte. Pe de altă parte materialul dielectric micșorează permeabilitatea relativă efectivă a magnetodielectricilor, pînă la valori de ordinul sutelor, zecilor sau chiar unităților.

După natura liantului și tratamentul termic aplicat, materialele magnetodielectrice pot căpăta proprietăți magnetice și mecanice deosebite. Se disting magnetodielectrici *feroplastici* și *feroelastici*. Magnetodielectricii feroplastici nu au elasticitate, au permeabilitate efectivă de ordinul 10...100 și se utilizează pentru miezuri de bobine și transformatoare de IF. Magnetodielectricii feroelastici prezintă elasticitate mecanică, dar au permeabilități efective reduse ($2 \div 10$); se folosesc pentru ecrane magnetice, miezuri în bobinele de pupinizare la cablele de telecomunicații de mare capacitate, absorbanți în microunde.

O categorie specială o constituie *magnetodielectricii cu pulbere ferimagnetică din magnetit* ($FeO.\ Fe_2O_3$), care se pot folosi pînă la frecvențe de zeci de MHz.

La frecvențe foarte înalte, materialele magnetodielectrice încep să aibă pierderi importante, rezistivitatea prezentată de dielectricul liant nemaifiind suficientă pentru micșorarea curenților Foucault, iar pierderile în dielectric, începînd să conteze mai mult în pierderile globale. Pentru acest domeniu de frecvență se folosesc materialele *metaloceramice* (*sau ferite*).

*Feritele* sînt soluții solide din oxizi de metale bivalente cu oxidul fierului trivalent, de tipul

$$(Me^{2+} + O^{2-})\ (Fe_2O_3);\qquad m(Me^{2+}\ O^{2-})\ \ (Fe_2O_3);$$

$$n(Me^{2+}\ O^{2-})\ (Fe_2O_3) + p(Me^{2+}\ O^{2-})\ (Fe_2O_3)$$

Tehnologia de fabricație a feritelor este similară cu cea de obținere a magnetodielectricilor, liantul folosit fiind parafina (care după presarea miezului se îndepărtează prin încălzire).

Sinterizarea pieselor (tratamentul termic aplicat ulterior presării) reprezintă operația cea mai importantă și este cea care dă structura de soluție solidă.

Miezurile din ferite au proprietăți magnetice bune și rezistivitate electrică foarte mare, din punctul de vedere al conducției curentului electric feritele fiind semiconductoare.

Rezistivitatea foarte mare ($10^2$ — $10^9 \Omega cm$) conduce la pierderi prin curenți turbionari foarte mici, limitarea frecvenței de lucru fiind impusă numai de rezonanța magnetică.

Caracteristicile magnetice ale feritelor sînt foarte stabile la solicitări mecanice.

Dezavantajele prezentate de ferite sînt în special de natură fizică (sînt dure și casante, greu de prelucrat după sinterizare). Se mai pot menționa: permeabilitatea inițială și inducția maximă mai mici decît cele ale feromagneticelor, precum și variația caracteristicilor magnetice cu temperatura.

Temperatura Curie este de 60 — 450°C, în funcție de tipul feritei. În tabelul 4.7 sînt prezentate feritele cele mai utilizate pentru bobinele din echipamentele electronice.



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 4.7

**Tipuri de ferite**

| Tipul feritei | max | Frecvențele de utilizare | Utilizări | Observații |
|---|---|---|---|---|
| Mn—Zn | 6 000—9 000 | MHz | Filtre, transformatoare de impulsuri | — $T_c$ ridicată (120—180°C)<br>— Îmbătrînesc în timp<br>— 0,5T (mare) |
| Ni—Zn | 1 000—10 000 | 1—10 MHz | μ ridicate amplificatoare magnetice, bobine cu L=L(H) | — $T_c$ mică (60—80°C)<br>— crește cu creșterea conținutului de Zn<br>— Feritele Ni—Zn cu adaos de Cobalt cu constant în limite largi de temperatură (—200,+200°C) |
| | 100 | mici MHz | μ mic: bobine și transformatoare I.F. | |
| Cd—Zn | 100 | sute MHz | Miezuri pt. bobine cu Q foarte bun | 0,7 T (mare) |

### 4.1.4.2. TIPURI CONSTRUCTIVE PENTRU MIEZURI

Proprietățile fizice ale materialelor magnetice (maleabilitatea, rezistența mecanică la compresie sau șocuri mecanice) impun și formele corespunzătoare pentru miezuri.

Miezurile din materiale feromagnetice moi, utilizate la transformatoarele de joasă frecvență (alimentare, AF), la șocuri AF, la amplificatoare magnetice sau chiar la unele transformatoare de impulsuri, se execută din pachete de tole sau benzi. Tolele sînt plăci subțiri, izolate între ele care au avantajul de a reduce pierderile în miez, curenții turbionari ce se închid prin plăcuța subțire avînd valori mici. Se realizează astfel un circuit magnetic, prin care fluxul magnetic corespunde secțiunii circuitului compact, dar pe ansamblu are rezistivitate electrică foarte mare, datorită micșorării curenților turbionari, care se închid prin fiecare tolă subțire.

Tolele se confecționează prin stanțare, croiala lor făcîndu-se astfel pentru a economisi cît mai mult material (tabelul 4.8).

Tolele astfel obținute sînt debavurate prin vălțuire și apoi supuse unui tratament termic prin care se reface structura cristalină a materialului, distrusă parțial datorită eforturilor mecanice de la stanțare și vălțuire.

Tratamentul termic poate fi făcut în cuptoare cu acces limitat al aerului realizîndu-se totodată și o peliculă izolată din oxizii metalici prin reacția chimică a aerului cu materialul tolei, sau în cuptoare speciale cu o atmosferă de hidrogen sau vid, caz în care impuritățile din materialul magnetic sînt eliminate sub formă de gaze. Recoacerea în atmosferă de hidrogen sau în vid necesită o operație ulterioară de izolare a tolelor.

*Izolarea tolelor* se poate face prin trei metode:

— acoperirea cu lacuri izolante, metodă neeficientă, deoarece lacul se poate distruge la anumite eforturi de comprimare;

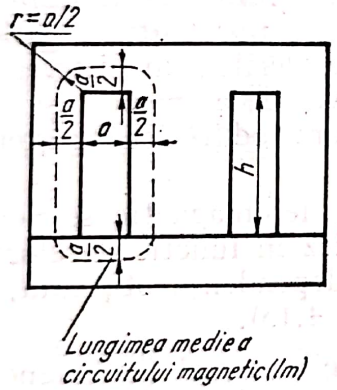


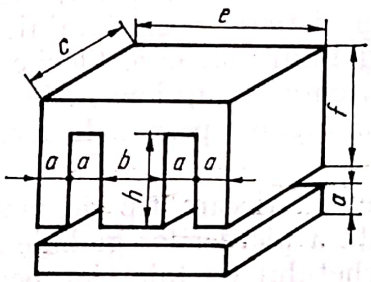
Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 4.8

**Caracteristicile tablei silicioase ştanţate fără deşeuri**

| Tipul tolei | $a$ cm | $b = 2a$ cm | $h = 3a$ cm | $c = 5a$ cm | $f = 4a$ cm | $l_m = 8a + \pi a$ cm | $cf = ah$ cm² | pentru $\frac{c}{b} = 1{,}5$ | | masa tola E g | | masa tola I 9 | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | $S_m$ cm² | $V_m$ cm³ | 0,35 mm | 0,5 mm | 0,35 mm | 0,5 mm |
| E4 | 0,40 | 0,8 | 1,2 | 2,4 | 1,6 | 5,0 | 0,75 | 0,96 | 4,6 | 0,78 | 1,126 | 0,256 | 0,37 |
| E5 | 0,50 | 1,0 | 1,5 | 3,0 | 2,0 | 5,6 | 1,05 | 1,5 | 9,0 | 1,2 | 1,76 | 0,4 | 0,58 |
| E6,4 | 0,64 | 1,28 | 1,92 | 3,84 | 2,56 | 7,1 | 1,11 | 2,46 | 18,9 | 2,07 | 3,04 | 0,66 | 0,95 |
| E8 | 0,80 | 1,5 | 2,4 | 4,8 | 3,2 | 8,9 | 1,92 | 3,74 | 36,8 | 3,08 | 4,53 | 1,03 | 1,48 |
| E10 | 1,0 | 2,0 | 3,0 | 5,6 | 4,0 | 11,1 | 3,00 | 6 | 72 | 4,95 | 7,1 | 1,63 | 2,31 |
| E12,5 | 1,25 | 2,5 | 3,75 | 7,5 | 5,0 | 1,39 | 4,70 | 9,38 | 141 | 7,28 | 10,7 | 2,53 | 3,61 |
| E14 | 1,40 | 2,8 | 4,2 | 8,4 | 5,6 | 15,6 | 5,90 | 11,8 | 198 | 9,40 | 13 | 3,17 | 4,53 |
| E16 | 1,60 | 3,2 | 4,2 | 9,5 | 6,4 | 17,8 | 7,70 | 15,4 | 2,95 | 12,4 | 18 | 4,14 | 5,91 |
| E18 | 1,80 | 3,6 | 5,4 | 10,8 | 7,2 | 20 | 9,30 | 19,4 | 420 | 15,6 | 23 | 5,24 | 7,48 |
| E20 | 2,00 | 4,0 | 6,0 | 12 | 8,0 | 22,3 | 12,0 | 24 | 576 | 24,3 | 28,3 | 6,47 | 9,24 |
| E25 | 2,50 | 5,0 | 7,5 | 15 | 10 | 27,9 | 18,8 | 37,5 | 1125 | 30 | 44 | 10,1 | 14,54 |
| E32 | 3,20 | 6,4 | 9,6 | 19,2 | 12,8 | 35,7 | 30,7 | 61,5 | 2360 | 50 | 73 | 16,6 | 23,7 |




Densitatea medie a tablei silicioase

$\rho = 7{,}7 \cdot 10^3 \text{kg m}^3$

Suprafaţa miezului:

$S_m = b \cdot c$

$V_m$ volumul total al miezului

— izolare cu foiţă izolantă între tole, ceea ce conduce la micşorarea coeficientului de umplere al volumului şi la pierderi datorită fluxului de scăpări;

— fosfatarea tolelor prin acoperire cu o pastă de fosfat şi azotat de zinc şi coacerea la cca 100°C, timp de 10—12 ore. Pelicula obţinută are proprietăţi mecanice şi dielectrice foarte bune, iar din punct de vedere economic, preţul de cost este de cca 4 ori mai mic decît la acoperirile cu lac.

După formă, tolele pot fi de tip *U*, *E* şi *I*, împachetarea lor făcîndu-se în manta (din tole *E* şi *I*) sau cu coloană (tole *U* şi *I* sau *I*), figura 4.14.

*Miezurile în manta* se pot împacheta pe o singură parte (pentru întrefier fix sau reglabil) sau prin întreţesere (împachetarea fără întrefier). Bobina



Scanned with OKEN Scanner

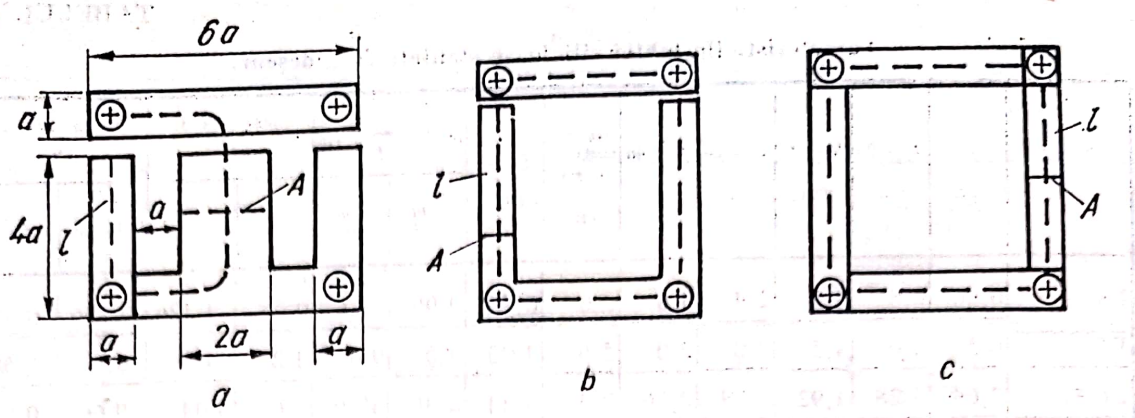



**Fig. 4.14.** Tipuri de tole:
*a* — *E* + *I* (*l* — lungimea circuitului magnetic, *A* — secțiunea miezului magnetic); *b* — *U* + *I*; *c* — *I*.

se plasează pe coloana din mijloc, lungimea *l* a circuitului magnetic și secțiunea *A* a miezului magnetic fiind indicate în figura 4.14.

*Miezurile cu coloane* se realizează din tole *U* + *I* (pentru miezuri cu întrefier reglabil împachetarea pe o parte, pentru miezuri fără întrefier împachetarea întrețesută) sau din tole *I* (numai cu împachetarea întrețesută). Bobina se plasează pe una din coloane sau se secționează împărțindu-se pe ambele coloane. La transformatoare, pe cele două coloane se plasează separat înfășurările primară și respectiv secundară.

Cu excepția miezurilor din tole *I*, miezurile din tole nu permit folosirea integrală a proprietăților de anizotropie magnetică ale materialului magnetic. În plus, la asamblarea pachetului, datorită efortului de comprimare, se pot schimba caracteristicile materialului, scăzînd rezistența izolației, permeabilitatea materialului magnetic (deci cresc pierderile prin histerezis), cresc și pierderile prin curenți turbionari. Se observă, de asemenea, și scăderea efortului de comprimare permis la asamblare odată cu creșterea frecvenței de lucru.

Prin încercări, pentru fiecare tip de material feromagnetic se poate determina o dependență a pierderilor globale în miez în funcție de efortul de comprimare al pachetului de tole, iar pentru dependența obținută, se poate determina efortul optim de comprimare (fig. 4.15).

*Miezurile din benzi* se realizează din bandă de material feromagnetic moale, tăiat în lungul direcției cu cea mai ușoară magnetizare, încît proprietățile anizotropice ale materialului să poată fi utilizate integral.

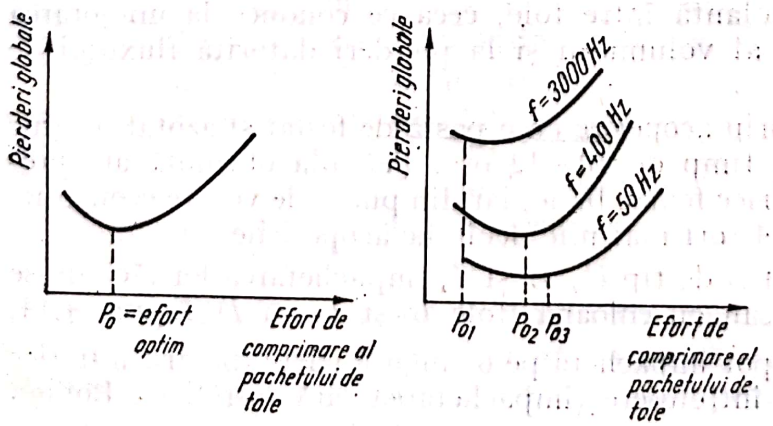



**Fig. 4.15.** Dependența pierderilor globale funcție de efortul de comprimare al pachetului de tole:
*a* — determinarea efortului optim; *b* — determinarea efortului optim pentru diferite frecvențe.



Scanned with OKEN Scanner

Prelucrarea materialului pentru realizarea benzilor este similară prelucrării tolelor: materialul se taie în sensul de laminare, după tăiere benzile se debavurează și se tratează termic pentru refacerea structurii cristaline. Izolarea benzilor nu se poate face însă prin lăcuire sau fosfatare, deoarece la îndoirea benzilor pentru obținerea formei de miez dorite, pelicula izolatoare se crapă. Izolarea cu hîrtie conduce la micșorarea coeficientului de umplere.

Un procedeu modern pentru benzile din oțel electrotehnic texturat constă din depunerea unei pelicule din praf izolant, foarte adeziv, în cîmp electrostatic; procesul are loc în zona descărcării Corona, la 3—4 kV/cm.

Izolarea benzilor din aliaje speciale (Fe-Ni, Fe-Co, Fe-Co-Ni) este mai dificilă deoarece stratul izolant nu trebuie să interacționeze cu materialul magnetic. Izolarea se face prin *electroforeză*, substanța izolantă în formă de suspensie fiind transportată pe suprafața benzii, sub acțiunea cîmpului electric. Se fac depuneri cu *suspensii de magneziu* (prin *anaforeză*) sau *suspensii de siliciu* (prin *cataforeză*). *Tehnologia* realizării miezului din benzi constă în obținerea de miezuri închise, după care bobinajul trebuie executat fie direct pe miezul închis (fără carcasă), fie prin secționarea miezului. După introducerea carcasei bobinate, se unesc cele două jumătăți la locul staționării și astfel apare un întrefier cu dielectric, chiar cînd acest lucru nu este neapărat necesar.

*Constructiv*, miezurile din benzi pot fi cu *coloane în manta* (prin asamblarea a două miezuri cu coloane) sau *toroidale* (fig. 4.16).

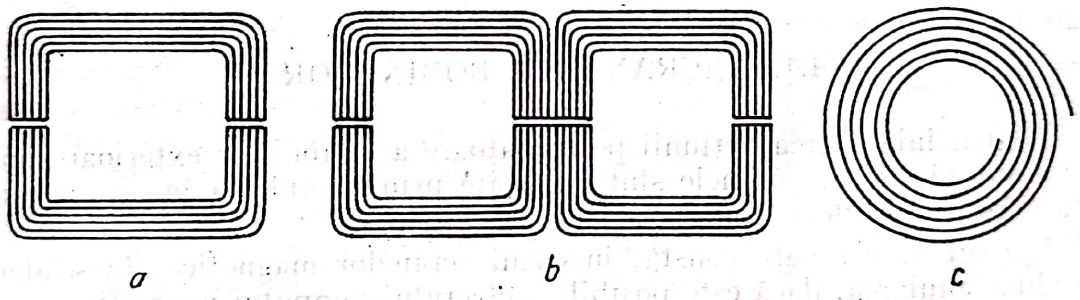



**Fig. 4.16.** Miezuri din benzi:
*a* — cu coloane; *b* — în manta; *c* — toroidale.

*Miezurile cu coloane* se realizează prin suprapunerea de benzi din ce în ce mai scurte și îndoirea lor după un profil *U*, exercitîndu-se simultan forțe de apăsare de sens contrar asupra centrului pachetului și asupra extremităților sale (fig. 4.17).

*Miezul toroidal* se realizează dintr-o singură bandă înfășurată în spirală.

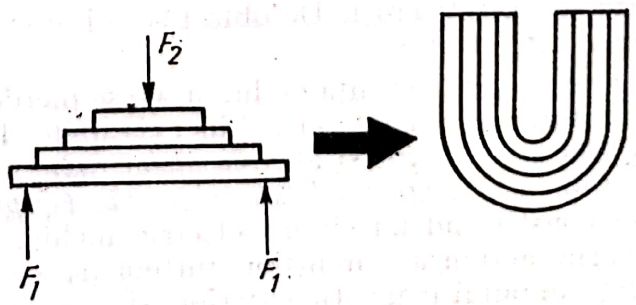



**Fig. 4.17.** Miez cu coloane.



Scanned with OKEN Scanner

Avantajele miezurilor din bandă constau în utilizarea integrală a proprietăților anizotropice ale materialului și micșorarea fluxului de scăpări. Prin aceasta se obține lărgirea benzii de frecvență de lucru și eliminarea ecranelor magnetice.

Pentru înaltă frecvență nu se mai pot realiza miezuri din tole sau benzi, din cauza creșterii cu frecvența a pierderilor prin curenți Foucault, în domeniul *frecvențelor înalte* utilizîndu-se *miezuri presate*.

După *tipul de material magnetic*, miezurile de înaltă frecvență pot fi *magnetodielectrice* (cînd pulberea este obținută din material feromagnetic) sau *magnetoceramice* (ferite).

Operațiile tehnologice de obținere a miezurilor de înaltă frecvență sînt laborioase și trebuie executate cu multă grijă, influența proporțiilor, a temperaturii și a timpilor de prelucrare (formarea, sinterizare) asupra calităților magnetice și mecanice ale miezului fiind foarte mare.

*Formele constructive* cele mai utilizate pentru miezurile presate (ferite și materiale magnetodielectrice) sînt: *în manta* sau *cu coloane* (pentru transformatoarele de impulsuri de adaptare în RF) sau *miezuri cilindrice, miezuri oală* și *toruri* (în FFI, în circuite de comutație). *Miezurile cilindrice* pot fi *pline* sau *tubulare* (cu perete gros sau subțire). Pentru circuite de deflexie magnetică se utilizează și forme speciale, numite *juguri de ferită*.

Forma miezului plin se obține încă de la presarea materialului, rectificările ulterioare fiind posibil de executat numai cu pietre abrazive din carborund cu pile de diamant, sau cu ajutorul ultrasunetelor.

### 4.1.5. ECRANAREA BOBINELOR

Pentru înlăturarea acțiunii perturbatoare a cîmpurilor exterioare magnetice sau electrice, bobinele sînt protejate prin închiderea în ecrane magnetice, respectiv electrice.

Efectul de ecranare constă, în cazul ecranelor magnetice, în scăderea sau chiar anularea, dacă este posibil, a efectului cîmpului magnetic perturbator.

Materialul și forma ecranului se alege în funcție de frecvența cîmpului perturbator. Astfel, pentru cîmpuri magnetice perturbatoare de *joasă frecvență* pentru ecrane sînt utilizate *materiale feromagnetice de permeabilitate ridicată* de obicei *permalloy*. Efectul de protecție se realizează prin plasarea bobinei în interiorul ecranului, fără contact magnetic între àcesta și miezul bobinei. Ecranarea este cu atît mai eficientă, cu cît miezul bobinei este mai depărtat de ecran, însă această distanță este limitată din considerente de gabarit ale ecranului. Efectul de ecranare este cu atît mai eficace cu cît reluctanța materialului utilizat pentru ecran este mai mică, ceea ce conduce la folosirea ecranelor cu pereți groși. De obicei se folosesc ecrane cu pereți subțiri, dar cu mai multe straturi.

Cu cît crește frecvența de lucru, cresc pierderile în ecrane feromagnetice, scade factorul de calitate al bobinei ecranate. Din acest motiv, în domeniul *frecvențelor audio înalte* și al *frecvențelor radio* se folosesc ecrane din *materiale conductoare cu conductibilitate ridicată (cupru, aluminiu)*. În acest caz, ecranul constituind un circuit electric închis, efectul de protecție se realizează prin acțiunea curenților turbionari ce apar în peretele ecranului, datorită cîmpului magnetic exterior, și care, la rîndul lor, creează un cîmp



Scanned with OKEN Scanner

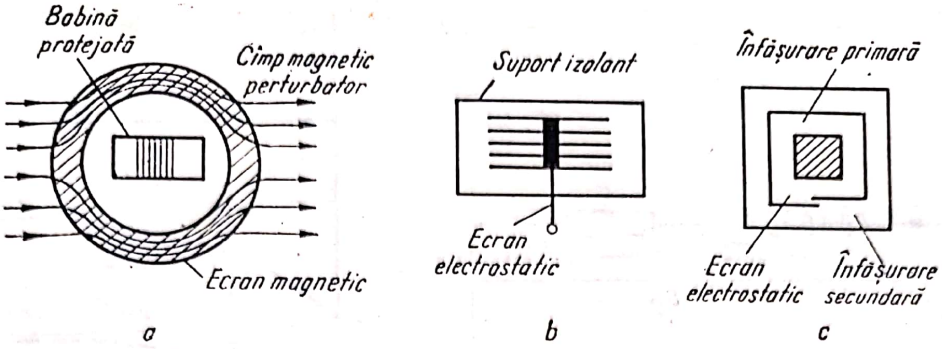



**Fig. 4.18.** Ecranarea bobinelor:
*a* — ecran magnetic; *b,c* — ecran electrostatic.

magnetic ce se opune efectului perturbator. Constructiv, bobina se introduce în interiorul ecranului (fig. 4.18, *a*).

Se menționează că, un *ecran magnetic* complet închis, construit din materiale conductoare, protejează bobina și față de cuplajele capacitive parazite, ecranul magnetic izolînd și electrostatic (cușca Faraday).

În cazul cînd bobina trebuie să fie izolată numai *electrostatic* se utilizează ecrane confecționate din materiale bune conducătoare (cupru, aluminiu) secționate perpendicular pe direcția curenților induși de cîmpul magnetic și legate galvanic la un punct de potențial nul al montajului. Acest tip de ecran electrostatic, fără izolare magnetică, este utilizat la transformatoare sub forma unei folii conducătoare ce separă înfășurările în scopul diminuării efectului capacităților parazite (fig. 4.18, *c*). De asemenea, ecranul electrostatic este utilizat în cazul bobinelor circuitelor finale ale stațiilor de emisie sub forma unui ecran conductor bobinat legat la masă (fig. 4.18, *b*).

Trebuie observat că ecranarea are rolul să protejeze pe de o parte bobina respectivă de efectele parazite exterioare, iar pe de altă parte să micșoreze influența perturbatoare a acesteia asupra celorlalte elemente ale circuitului.

## 4.2. COMPORTAREA BOBINEI ÎN CIRCUIT

### 4.2.1. STABILIREA CURENTULUI PRINTR-O BOBINĂ SUB TENSIUNE CONSTANTĂ

Se consideră o bobină idealizată cu inductivitatea $L$, în serie cu un rezistor idealizat avînd rezistența $R$ (fig. 4.19). Aplicînd o tensiune continuă $U_g$, la borne, la creșterea curentului apare în bobină o tensiune contra-electromotoare:

$$e_L = -L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{4.5}$$

Căderea de tensiune pe bobină va fi:

$$u_L = -e_L = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \tag{4.6}$$

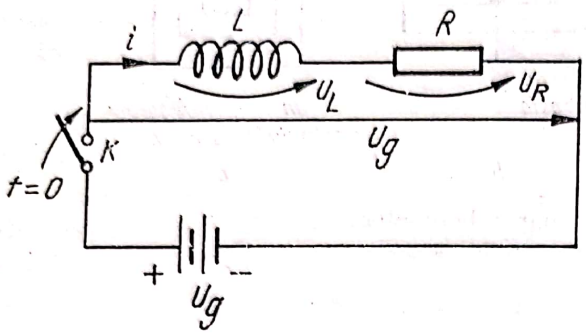



Fig. 4.19. Circuit $RL$ alimentat în curent continuu.

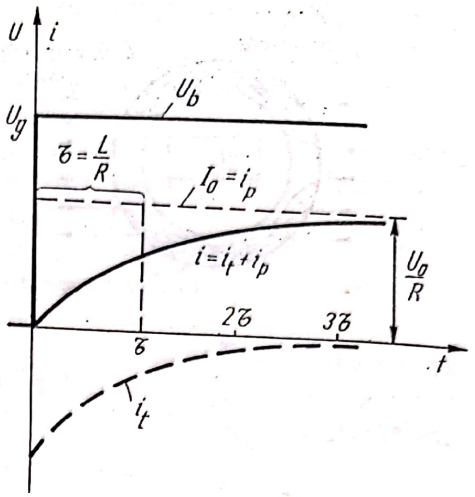



Fig. 4.20. Variația curentului în circuitul din figura 4.19.

Scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff se obține:

$$U_g = u_L + u_R = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + Ri \tag{4.7}$$

de unde:

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{R}{L}i = \frac{U_g}{L} \tag{4.8}$$

Soluția generală a ecuației diferențiale (4.8) este:

$$i\,(t) = Ae^{-\frac{R}{L}t} + \frac{U_g}{R} \tag{4.9}$$

Constanta de integrare se determină în condiția inițială $i\,(0) = 0$ (înainte de închiderea circuitului, nu circulă nici un curent).

Din relația (4.9), pentru momentul inițial $t = 0$, se obține:

$$i\,(0) = A + \frac{U_g}{R} = 0 \quad \text{unde} \quad A = -\frac{U_g}{R}$$

Astfel:

$$i\,(\mathrm{t}) = \frac{U_g}{R}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right) \tag{4.10}$$

unde $\tau = \frac{L}{R}$ este *constanta de timp a circuitului*.

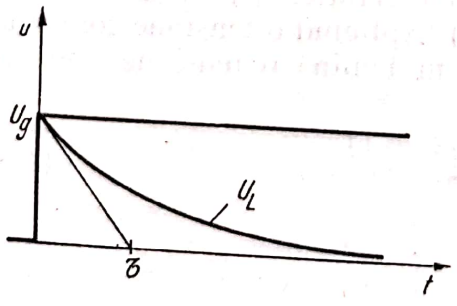



Fig. 4.21. Variația tensiunii la bornele bobinei din figura 4.19.

Reprezentarea grafică a funcției $i\,(t)$ este dată în figura 4.20.

Tensiunea electromotoare din bobină va fi:

$$e_L = -L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} = U_g\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} \tag{4.11}$$

Deci, aplicînd tensiunea constantă la bornele circuitului $RL$, tensiunea electromotoare indusă în bobină scade exponențial (fig. 4.21).



Scanned with OKEN Scanner

Energia absorbită de la sursă este:

$$W = \int_0^T U_g i \, dt = \int_0^T \left( Ri + L \frac{di}{dt} \right) i \, dt = \int_0^T Ri^2 \, dt + \frac{Li^2}{2} \qquad (4.12)$$

Primul termen corespunde *energiei absorbite în rezistența R și disipată sub formă de căldură*, iar termenul $\frac{Li^2}{2}$ corespunde *energiei înmagazinate în cîmpul magnetic al bobinei*.

## 4.2.2. CEDAREA ENERGIEI DIN CÎMPUL MAGNETIC AL BOBINEI

Fie o bobină de inductivitate $L$ în serie cu rezistența $R$, alimentată în curent continuu de la o sursă de tensiune constantă $U_g$ și cu rezistență internă $r_i$ (fig. 4.22). Prin circuit circulă curentul de regim staționar:

$$i = I_0 = \frac{U_g}{R + r_i}. \qquad (4.13)$$

La momentul $t = 0$ se închide contactul $K$, bobina nu mai este alimentată, energia acumulată în cîmpul magnetic al bobinei descărcîndu-se pe rezistența $R$.

Regimul tranzitoriu, de stabilire a curentului prin bobină în noua situație, va fi determinat de tensiunea electromotoare a bobinei.

Din teorema a II-a a lui Kirchhoff, scrisă pentru ochiul astfel format, rezultă:

$$Ri = -L \frac{di}{dt} \qquad \text{sau}$$

$$\frac{R_i}{L} + \frac{di}{dt} = 0. \qquad (4.14)$$

Ecuația (4.14) are soluția de forma:

$$i = Ae^{pt} \qquad (4.15)$$

unde $p = -\frac{R}{L} = -\frac{1}{\tau}$.

Valoarea constantei de integrare $A$, se determină punînd condiția inițială și anume la momentul $t = 0$, curentul are valoarea $I = I_0$. Se obține $A = I_0$.

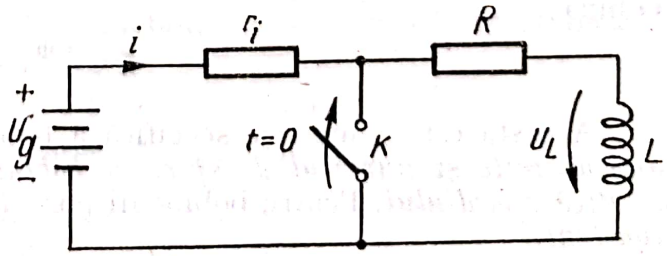



**Fig. 4.22.** Circuit pentru studiul cedării energiei acumulate de o bobină ideală, pe o sarcină rezistivă.



Scanned with OKEN Scanner

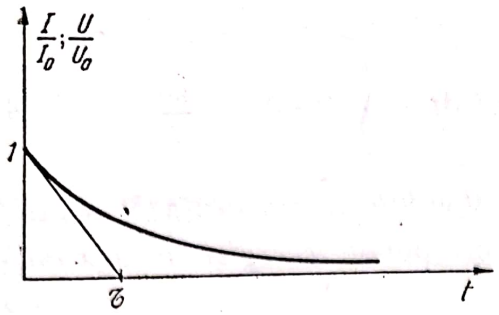



**Fig. 4.23.** Variația curentului și tensiunii la bornele bobinei din figura 4.22, după închiderea comutatorului $K$.

Soluția ecuației (4.14) va fi așadar:

$$i = I_0 \, e^{-\frac{t}{\tau}}$$

unde $\tau = \frac{L}{R}$ este *constanta de timp a bobinei.*

Tensiunea electromotoare a bobinei va avea forma (fig. 4.23):

$$e_L = -L\frac{di}{dt} = L\frac{I_0}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} = RI_0 \, e^{-\frac{t}{\tau}} = ri. \tag{4.16}$$

*Energia* cedată în timpul descărcării va fi:

$$W = \int_0^\infty Ri^2 \, dt. \tag{4.17}$$

Se poate scrie succesiv:

$$W = \int_0^\infty Ri \; i \; dt = \int_0^\infty \left(-L\frac{di}{dt}\right) i \; dt = \int_{I_0}^{0} (-L)di = \frac{LI_0^2}{2}. \tag{4.18}$$

În timpul descărcării, cînd intensitatea curentului scade de la $I_0$ la 0, bobina eliberează energia $W = \frac{LI_0^2}{2}$, adică tocmai energia care era acumulată în cîmpul magnetic al bobinei la momentul $t = 0$.

## 4.2.3. COMPORTAREA BOBINEI TEHNICE REALE ÎN CIRCUITE DE CURENT ALTERNATIV

### 4.2.3.1. PARAMETRII BOBINEI

Parametrul caracteristic al unei bobine este *inductivitatea* $L$, definită ca raportul dintre fluxul magnetic propriu $\Phi$ și curentul $I$ ce străbate bobina:

$$L = \frac{\Phi}{I}. \tag{4.19}$$

Aceasta este o mărime specifică a bobinei depinzînd numai de *forma, dimensiunile* și *numărul de spire al bobinei*, precum și de *permeabilitatea relativă a mediului*. Pentru bobine dispuse în *medii liniare și izotrope* $L$ este *constant*.



Scanned with OKEN Scanner

În cazul *bobinelor cu miez magnetic*, inductivitatea variază în funcție de semnalul aplicat, datorită variației permeabilității relative $\mu_r$ cu intensitatea curentului ce străbate bobina (fig. 4.24). În *funcționarea cu semnal mic*, $\mu_r$ este practic *constant*. În *funcționarea cu semnal mare*, inductivitatea variază în limite largi și trebuie definită fie o *inductivitate medie*, fie o *inductivitate pentru o anumită valoare a curentului*.

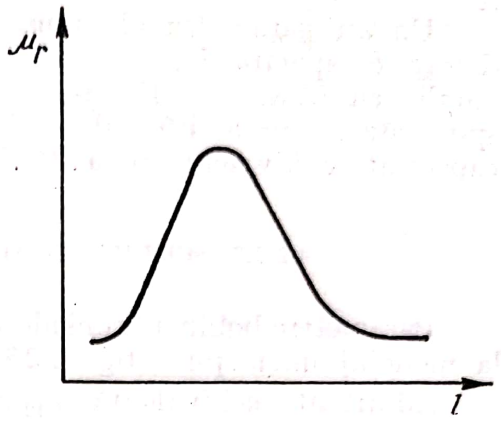



**Fig. 4.24.** Variația permeabilității relative cu intensitatea curentului ce străbate bobina.

Valoarea inductivității este ușor dependentă și de *temperatura de lucru* atît prin dependența lui $\mu_r$ de temperatură, cît și prin modificarea dimensiunilor fizice ale bobinei la variații mari de temperatură.

Un al doilea parametru al bobinei este *rezistența* sa *de pierderi r*. Fiecare spiră a bobinei comportă o rezistență de pierderi în conductor $r'_c$ (mai mare decît rezistența ohmică și care, în curent alternativ, datorită efectului pelicular este proporțională cu $\sqrt{f}$, $f$ fiind frecvența de lucru) și o rezistență de pierderi în materialul magnetic $r'_m$ (care înglobează atît pierderile datorite curenților turbionari în miezul magnetic, al căror efect este proporțional cu pătratul frecvenței de lucru, cît și pierderile prin histerezis, al căror efect este proporțional cu $f$). Pierderile $r'_c$ și $r'_m$ pot fi echivalate cu o rezistență în serie cu inductivitatea $L'$ a spirei. În paralel cu grupul serie apare rezistența de izolație $r'_p$. Considerînd toate cele $n$ spire identice, se poate modela bobina, într-o primă aproximație, ca o inductivitate $L = nL'$ în serie cu $r_c = nr'_c$ și $r_m = nr'_m$, tot grupul fiind în paralel cu $r_p = nr'_p$. Transpunînd efectul rezistenței de izolație în serie, efectul total de pierderi în bobină este exprimat prin *rezistența serie a bobinei r*.

Inductivitatea $L$ caracterizează *comportarea utilă* a bobinei, ca *element pur reactiv*, în timp ce $r$ caracterizează *pierderile de putere activă*.

La fiecare frecvență de lucru se definește pentru bobină, *factorul* său *de calitate*, ca fiind proporțional cu raportul dintre energia maximă înmagazinată în cîmpul magnetic al bobinei, și energia disipată sub formă de căldură, într-o perioadă. Ca urmare, factorul de calitate se determină din relația:

$$\frac{W_{max}}{W_{J0,T}} = \frac{LI^2}{rI^2T} = \frac{1}{2\pi}\,\frac{\omega L}{r} = \frac{1}{2\pi}\,Q_L \qquad (4.20)$$

unde $W_{max}$ este energia maximă acumulată în cîmpul magnetic al bobinei;

$W_{J0,T}$ — energia disipată prin efect Joule în perioada O, $T$;

$\omega L$ — reactanța bobinei de inductanță $L$ la frecvența corespunzătoare pulsației $\omega = 2\pi f$;

$r$ — rezistența echivalentă pierderilor în bobină;

$I$ — valoarea eficace a curentului prin bobină;

$Q_L = \frac{\omega L}{r}$ — *factorul de calitate al bobinei*.



Scanned with OKEN Scanner

Un alt parametru al bobinei este *capacitatea* sa *parazită*. Aceasta se datorește capacității parazite $C_{12}$ dintre două spire alăturate, care apare în paralel cu $L'$ și $r$ pe fiecare spiră, și capacităților $C_{10}$ și $C_{20}$ ale fiecărei spire față de masă. Efectul total al acestor capacități se înglobează într-o capacitate evhivalentă parazită $C_p$, în paralel pe bobină.

### 4.2.3.2. SCHEMA ECHIVALENTĂ A BOBINEI REALE

Parametrii bobinei, considerați pentru fiecare spiră, $l'$, $r'$, $c'$, conduc la modelul unei spire (fig. 4.25, *a*).

Admitanța echivalentă $Y'_{12}$ a spirei va fi:

$$Y'_{12} = \frac{1}{r'_{Cu} + r'_m + j\omega l'} + j\omega c'_p + \frac{1}{r'_p}. \qquad (4.21)$$

Pentru cele $n$ spire identice ale unei bobine admitanța echivalentă $Y_{12}$ va fi:

$$Y_{12} = \frac{1}{n} Y'_{12} = \frac{1}{nr'_{Cu} + nr'_m + nl'} + j\omega \frac{c'_p}{n} + \frac{1}{nr'_p} = \frac{1}{r_{Cu} + r_m + j\omega L} +$$

$$+ j\omega C + \frac{1}{r_p}. \qquad (4.22)$$

Această expresie conduce la modelul bobinei reale (fig. 4.25, *b*).

Bobina reală se reprezintă, de obicei, printr-un *circuit echivalent serie* sau *paralel* (fig. 4.26).

*Unghiul de pierderi* (fig. 4.27) caracterizează calitatea bobinei reale față de inductanța pură. Din triunghiul fazorilor se deduce:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega L} = \frac{1}{Q}. \qquad (4.23)$$

Această expresie arată că *tangenta unghiului de pierderi este inversul factorului de calitate.*

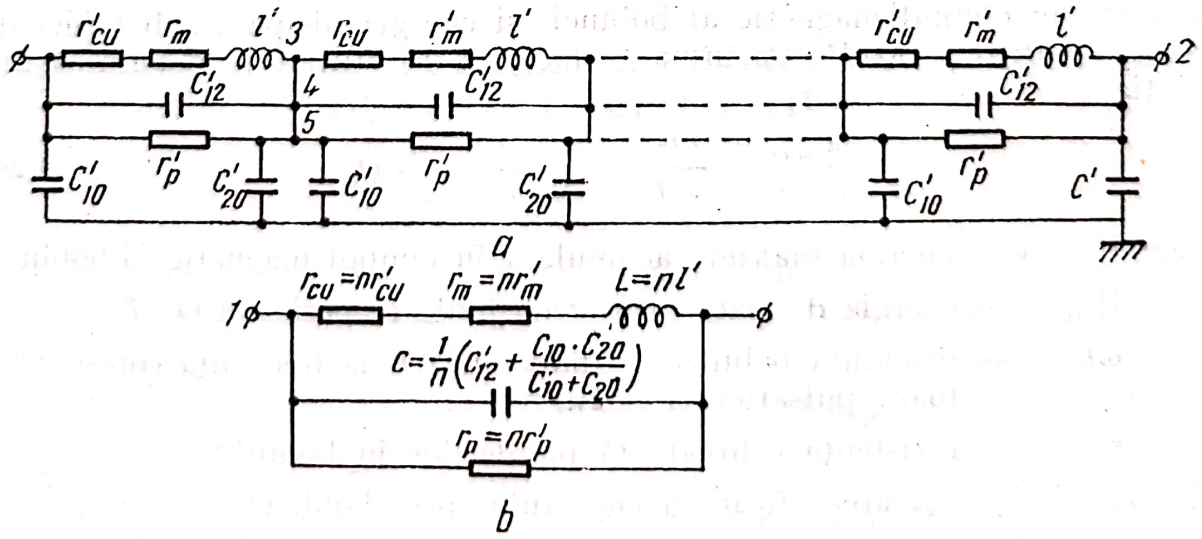



**Fig. 4.25.** Modelarea bobinei:
*a* — circuitul echivalent pentru $n$ spire; *b* — circuitul echivalent pentru o bobină reală.



Scanned with OKEN Scanner

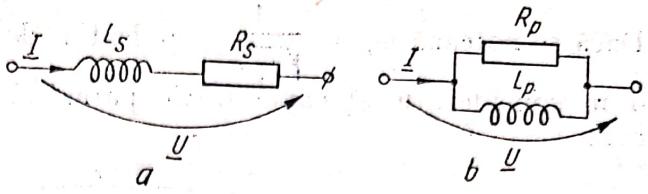



Fig. 4.26. Bobina reală:
*a* — circuit echivalent serie;
*b* — circuit echivalent derivație.

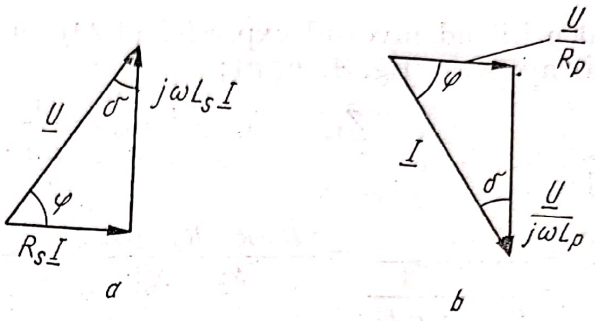



Fig. 4.27. Calitatea bobinei reale față de inductanța pură:
*a* — pentru circuitul echivalent serie; *b* — pentru circuitul echivalent derivație.

Trebuie observat că tangenta δ exprimă efectul tuturor pierderilor (în conductori, în materialul magnetic al miezului, în izolație). iar pentru fiecare contribuție activă se poate defini unghiul de pierderi respectiv. Se notează:

$$\operatorname{tg}\delta_{Cu} = \frac{r_{Cu}}{\omega L} = \frac{1}{Q_{Cu}} = \textit{tangenta unghiului de pierderi în conductor;}$$

$$\operatorname{tg}\delta_m = \frac{r_m}{\omega L} = \frac{1}{Q_m} = \textit{tangenta unghiului de pierderi în materialul magnetic;}$$

$$\operatorname{tg}\delta_p = \frac{\omega L_e}{r_p} = \textit{tangenta unghiului de pierderi în rezistența de izolație;}$$

$$L_e = L\,[1 + (\operatorname{tg}\delta_{Cu} + \operatorname{tg}\delta_m)^2 = \textit{inductivitatea echivalentă}$$

$$\operatorname{tg}\delta = \operatorname{tg}\delta_{Cu} + \operatorname{tg}\delta_m + \operatorname{tg}\delta_p.$$

Introducînd aceste notații în (4.22) expresia admitanței $Y_{12}$ devine:

$$Y_{12} = \frac{1}{\omega L_e}\operatorname{tg}\delta + \frac{1}{j\omega\dfrac{L_e}{1-\omega^2 L_e C}}. \qquad (4.24)$$

Identificînd această expresie cu admitanța schemei echivalente paralel (fig. 4.26, *b*):

$$\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_p = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p} \qquad (4.25)$$

se deduc parametrii schemei echivalente derivație, respectiv:

$$L_p = \frac{L_e}{1-\omega^2 L_e C} \qquad (4.26)$$

și

$$R_p = \frac{\omega L_e}{\operatorname{tg}\delta} = Q\omega L_e. \qquad (4.27)$$



Scanned with OKEN Scanner

Dacă se notează $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_e C}}$, pulsația de rezonanță a bobinei reale (luînd în considerație și capacitățile parazite), inductivitatea echivalentă $L_p$ devine:

$$L_p = \frac{L_e}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}. \tag{4.28}$$

Identificînd inversul expresiei (4.24) cu impedanța la bornele schemei echivalente serie (fig. 4.26, *a*):

$$\underline{Z}_{12} = R_s + j\omega L_s = \frac{1}{\underline{Y}_{12}} = \frac{1}{\underline{Y}_p} = Z_s \tag{4.29}$$

se deduce:

$$\underline{Z}_s = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\,\omega L_p}} = \frac{j\,R_p\omega L_p(R_p - j\omega L_p)}{R_p^2 + X_p^2} = \frac{R_p\omega L^2{}_p}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} + j\omega\frac{L_p\,R^2{}_p}{R_p^2 + X_p^2} =$$

$$= \frac{R_p}{1+Q^2} + j\omega\frac{L_p}{1+\frac{1}{Q^2}} \tag{4.30}$$

de unde:

$$L_s = \frac{L_p}{1+\frac{1}{Q^2}} = L_p\cos^2\delta \tag{4.31}$$

$$R_s = \frac{R_p}{1+Q^2} = R_p\sin^2\delta. \tag{4.32}$$

### 4.2.3.3. COMPORTAREA PARAMETRILOR SCHEMEI ECHIVALENTE A BOBINEI ÎN FUNCȚIE DE FRECVENȚĂ

Comportarea bobinei reale în funcție de frecvență este descrisă de comportarea cu frecvența a parametrilor schemei sale echivalente. La stabilirea modelului electric al bobinei reale au fost deduse expresiile (4.27), (4.28), (4.31), și (4.32) ale parametrilor schemei echivalente. S-a dedus valoarea inductivității echivalente:

$$L_s = \frac{L_p}{1+\frac{1}{Q^2}} = \frac{L_p}{1+\mathrm{tg}^2\delta} = \frac{L_e}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}\,\frac{1}{1+\mathrm{tg}^2\delta} \tag{4.33}$$

unde:

$$L_e = L\,[1 + (\mathrm{tg}\,\delta_{Cu} + \mathrm{tg}\,\delta_m)^2] \tag{4.34}$$

și

$$\mathrm{tg}\,\delta = \frac{r_{Cu}}{\omega L} + \mathrm{tg}\,\delta_m + \frac{\omega L_e}{r_p}. \tag{4.35}$$

Se observă că inductivitățile $L_p$ sau $L_s$ sînt mai mari decît $L_e$, care la rîndul său este mai mare decît $L$, însă variația parametrilor echivalenți este determinată de variația pierderilor în funcție de frecvență. Expresia



Scanned with OKEN Scanner

tangentei unghiului de pierderi intervenind atît în expresia părții rezistive cît și a părții reactive a impedanței echivalente, comportarea cu frecvența a bobinei reale poate fi estimată în funcție de variația cu frecvența a tg $\delta$ (fig. 4.28).

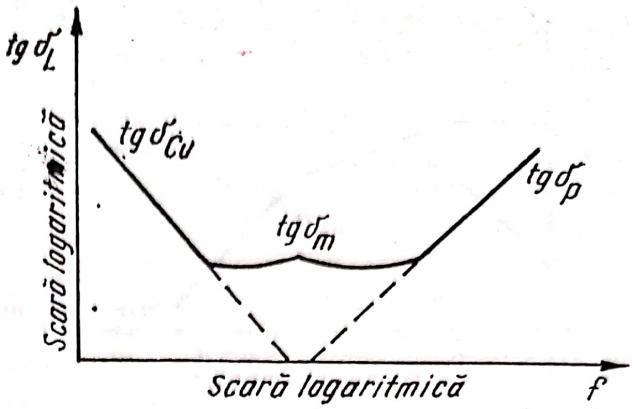



Fig. 4.28. Variația cu frecvența a tangentei unghiului de pierderi.

*În domeniul frecvențelor joase* predomină *pierderile în conductorul de cupru*, în special datorită efectului pelicular. Aceste pierderi scad proporțional cu $\frac{1}{\sqrt{f}}$.

*La frecvențe foarte înalte* devin importante *pierderile în rezistența de izolație*, tangenta unghiului de pierderi crescînd proporțional cu frecvența.

Pierderile în materialul magnetic sînt specifice fiecărui material, iar tg $\delta_m$ are o componentă datorită *pierderilor prin histerezis*, aproape *independentă de variația frecvenței* și una datorită *pierderilor prin curenți turbionari și prin magnetizare crescătoare proporțional cu frecvența.**

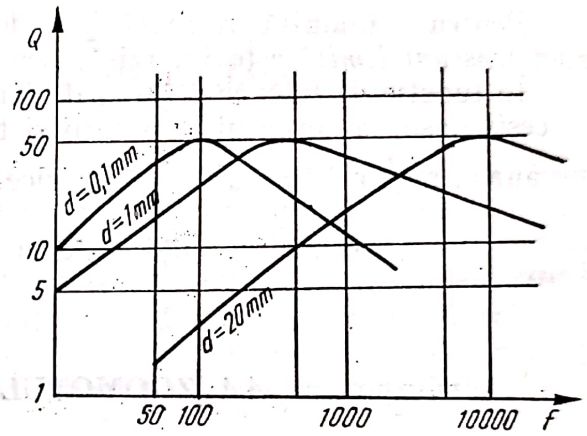



Fig. 4.29. Variația cu frecvența a factorului de calitate al unei bobine.

Se observă că există un anumit domeniu de frecvență pentru care pierderile în bobină sînt minime, deci factorul de calitate este maxim. Valoarea lui $Q_{max}$, respectiv $(\text{tg}\,\delta)_{min}$, depinde de forma bobinei și de diametrul conductorului. În fig. 4.29 se prezintă variația factorului de calitate al unei bobine cu aer în funcție de frecvență.

*La proiectarea bobinei*, cunoscînd frecvența la care va lucra, trebuie alese *materialele, forma* și *dimensiunile optime* pentru a asigura *pierderi minime*, deci comportarea cît mai apropiată de elementul *pur reactiv*.

## 4.3. SOLICITAREA BOBINEI REALE ÎN TENSIUNE ȘI CURENT ÎN FUNCȚIE DE FRECVENȚĂ

Curentul ce străbate o bobină și respectiv, tensiunea la bornele sale depind de reactanța bobinei $X_L = \omega L$, deci vor depinde de frecvență. Pentru a se evita deteriorarea bobinei, curentul și tensiunea la borne nu trebuie să depășească anumite limite, în funcție de frecvența de lucru.

*În domeniul frecvențelor joase* solicitarea bobinei se datorește în principal *curentului*, care dă naștere la forțe mecanice de respingere între spire. În

* Valabil pentru frecvențe inferioare rezonanței feromagnetice.



Scanned with OKEN Scanner

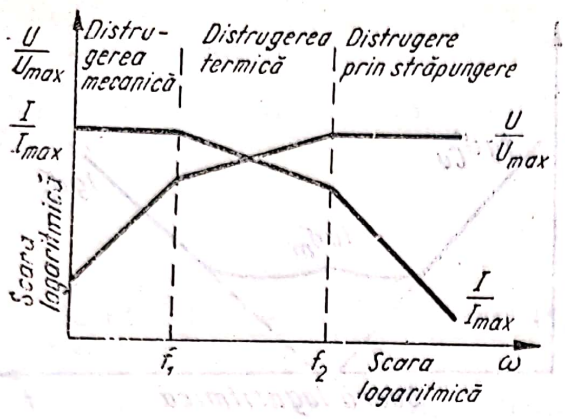



Fig. 4.30. Variația cu frecvența a mărimilor normate $I/I_{max}$ și $U/U_{max}$.

acest domeniu *tensiunea* la bornele bobinei *crește aproape liniar cu frecvența* ($U \simeq \omega LI$); deci, pentru a se evita distrugerea mecanică a bobinei curentul nu trebuie să depășească o *valoare maxim admisibilă* $I_{max}$.

De la o anumită *frecvență* $f_1$, apare pericolul de *distrugere termică* a bobinei, deci trebuie limitată *puterea maximă* pe care o poate disipa bobina, ceea ce conduce la limitarea atît a curentului, cît și a tensiunii pentru ca:

$$UI = P \leqslant P_{max}.$$

Pentru o anumită *frecvență* $f_2$ în domeniul *frecvențelor înalte*, depășirea unei *tensiuni limită* este interzisă, pentru a evita străpungerea între spire.

În funcție de frecvență, apar deci trei domenii în care se pun restricții succesive asupra curentului, puterii și tensiunii, pentru a evita distrugerile mecanice, respectiv termice și electrice. Variația mărimilor normate $\frac{I}{I_{max}}$, $\frac{U}{U_{max}}$, în funcție de frecvență, este prezentată în figura 4.30.

## 4.4. ZGOMOTUL BOBINELOR

Zgomotul unei impedanțe se datorește *agitației termice a electronilor liberi, de conducție*, în interiorul impedanței respective. Acest zgomot, datorat mișcării haotice a electronilor este un zgomot de fluctuație, energia sa depinzînd de energia cinetică a electronilor liberi, la rîndul său determinată de temperatura absolută a impedanței, independent de regimul electric în care este utilizată.

Zgomotul unei impedanțe se datorește așadar numai acelor *elemente* ale sale care *consumă energie*, deci numai *părții reale*. O *inductanță pură nu va produce zgomot*.

*Bobina reală*, avînd și o rezistență proprie, contribuie totuși la zgomotul produs de circuitul în care este conectată. Se știe că zgomotul de agitație termică al unei rezistențe pure are o putere medie, dată de formula lui Nyquist. *Rezistența proprie a unei bobine*, $R_L$, este determinată însă, nu numai de *pierderile chimice*, ci și de *pierderile în conductor* cauzate de efectul pelicular și în miezul magnetic. În aceste condiții $R_L$ va fi *funcție de frecvență*, iar distribuția puterii de zgomot este repartizată neuniform în banda de lucru.

*Puterea de zgomot* se calculează în acest caz cu formula:

$$U_Z^2 = 4KT \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} R_L(\omega)\, d\omega \qquad (4.36)$$

unde $\omega_1$ și $\omega_2$ sînt *pulsațiile limită ale benzii de frecvență*.



Scanned with OKEN Scanner

Bobinele cu pierderi mici se comportă bine și din punct de vedere al zgomotului.

Bobinele utilizate în *joasă frecvență* sau în *circuite de bandă îngustă*, afectează puțin zgomotul circuitului, în primul caz datorită valorii relativ scăzute a lui $R_L$, în al doilea caz datorită benzii înguste de frecvență. Bobinele din *circuitele de alimentare* pot contribui și la *„brumul"* circuitului datorită cîmpului lor magnetic de dispersie, în cazul unei ecranări insuficiente.

În *banda RF*, bobinele pot produce zgomot și din cauza *încălzirii locale a izolației* conductorului, ca urmare a străpungerilor provocate direct sau prin ionizarea aerului din jurul izolației, a tensiunii de lucru prea ridicate.

O sursă de zgomot propriu-zisă o constituie *vibrațiile mecanice ale miezurilor*, din tole nestrînse suficient.

În general însă, contribuția zgomotelor bobinei nu este importantă.

## 4.5. FIABILITATEA BOBINELOR

Bobinele sînt elemente cu siguranță în funcționare relativ scăzută, defecțiunile lor putînd conduce și la defectarea altor piese cu care sînt conectate sau alături de care sînt montate. La rîndul lor însă, defecțiunile bobinelor pot fi provocate de defectarea altor componente ale sistemului.

Fiabilitatea bobinelor este destul de variată în funcție de tipul bobinei, domeniul de utilizare, condițiile de construcție, modul de întreținere și exploatare, dar, orientativ, rata de defectare poate fi considerată $\lambda = 0{,}01/1\ 000$ h.

Cele mai frecvente defecțiuni sînt *întreruperea conductorului* sau *scurtcircuitul între spire*.

Cauzele principale care conduc la aceste defecțiuni sînt:

— tensiuni mari între spire sau între spire și miez, care pot produce străpungeri direct sau indirect prin ionizarea peliculei de aer în jurul conductorului, antrenînd încălzirea locală a izolației și apoi străpungerea;

— temperaturi înalte ce conduc la străpungerea termică a izolației;

— temperaturi prea joase, care favorizează străpungerea, deoarece materialele de etanșare pot crăpa și astfel este posibilă pătrunderea umidității;

— umiditatea care poate pătrunde în bobinele neimpregnate sau prost impregnate, conduce la scăderea rezistenței de izolație, sau chiar la distrugerea izolației și corodarea conductorului pînă la ruperea acestuia. Umiditatea poate provoca atît variația și instabilitatea parametrilor bobinei, cît și întreruperea conductorului.

La *bobinele cu miez din tole*, în cazul neasamblării corespunzătoare, pot apărea *defecte mecanice* (vibrația sau deplasarea tolelor), care, la rîndul lor, pot antrena supraîncălzirea bobinei, cu toate consecințele temperaturilor prea ridicate.

Pentru creșterea siguranței în funcționare a bobinelor se pot lua măsuri, încă din etapa de proiectare, alegînd tipul de bobinaj și de izolație corespunzător frecvențelor și tensiunilor de lucru, tipul de conductor corespunzător puterilor dezvoltate în circuit, ecranarea și amplasarea corespunzătoare a bobinei. În procesul tehnologic, asamblarea bobinei trebuie să se



Scanned with OKEN Scanner

facă îngrijit. Se recomandă, de asemenea, să se evite folosirea bobinelor descoperite, mai cu seamă în medii cu umiditate sau atmosferă corozivă.

Bobinele din blocurile de alimentare (șocuri sau transformatoare) se impregnează (pentru puteri mari, chiar se etanșează în vid) și, pentru mărirea rezistenței mecanice, se amplasează pe șasiu în locurile cu rigiditate mecanică maximă.

## 4.6. OSCILAȚII PROPRII ALE CIRCUITULUI LC

Dacă pierderile de putere activă în bobină și condensator se echivalează cu o rezistență $R$, atunci circuitul $LC$ se poate reprezenta ca în figura 4.31.

Punînd comutatorul $K$ (fig. 4.31, *b*) pe poziția 3, se realizează încărcarea condensatorului; trecînd apoi comutatorul $K$ pe poziția 2, condensatorul va începe să se descarce.

Analiza funcționării circuitului se poate face scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff pe ochiul format din circuitul serie $RLC$, în momentul inițial ($t = 0$), condensatorul fiind încărcat la tensiunea $U$:

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + Ri + \frac{1}{C}\int_0^t i\,\mathrm{d}t = 0 \qquad (4.37)$$

unde $i = I(t)$ reprezintă intensitatea instantanee a curentului prin circuit.

Derivînd în raport cu timpul și împărțind prin $L$ coeficienții ecuației 4.37), se obține ecuația diferențială de ordinul II a circuitului $LC$:

$$\frac{\mathrm{d}^2i}{\mathrm{d}t^2} + \frac{R}{L}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{LC}i = 0. \qquad (4.38)$$

Se observă că $\frac{R}{L}$ are dimensiunea inversului timpului, iar $\frac{1}{LC}$ are dimensiunea inversului puterii a doua a timpului, sau astfel spus $\frac{R}{L}$ are dimensiunea unei frecvențe, în timp ce $\frac{1}{LC}$ are dimensiunea pătratului unei frecvențe.

Notînd $\frac{R}{L} = 2\delta$ și $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$, ecuația (4.38) devine:

$$\frac{\mathrm{d}^2i}{\mathrm{d}t^2} + 2\delta\frac{\mathrm{d}i}{dt} + \omega_0^2 i = 0 \qquad (4.39)$$

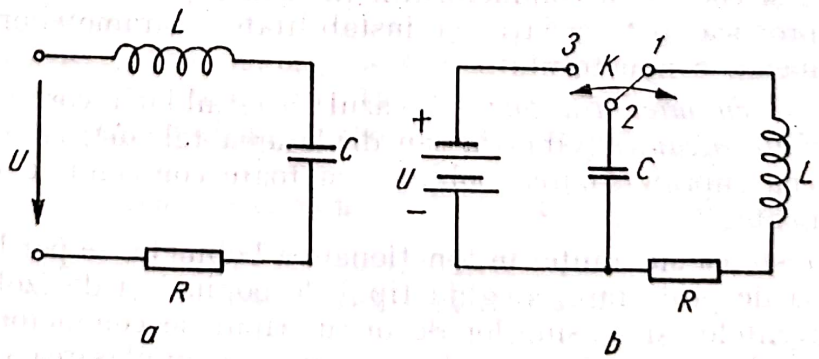



**Fig. 4.31.** Circuitul oscilant simplu:
*a* — schema reală; *b* — mecanismul oscilației proprii.

adică se obține o ecuație diferențială de ordinul II, cu coeficienți constanți, a cărei soluție este de forma:

$$i = Ae^{p_1 t} + Be^{p_2 t} \tag{4.40}$$

unde $p_{1,2}$ sînt rădăcinile ecuației caracteristice:

$$p^2 + 2\delta p + \omega_0^2 = 0. \tag{4.41}$$

În aceste condiții:

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm \gamma \tag{4.42}$$

unde $\gamma = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$,

iar soluția (4.40) capătă forma:

$$i = e^{(-\delta t)} [A e^{\gamma t} + B e^{\gamma t}]. \tag{4.43}$$

Constantele de integrare $A$ și $B$ se determină din condițiile inițiale și anume, în momentul inițial $t = 0$ prin circuit nu trece nici un curent, deci $i\ (0) = 0$, iar tensiunea la bornele condensatorului este $u_c\ (0) = U$.

Introducînd $i\ (0) = 0$ în soluția (4.43), se obține:

$$i\ (0) = A + B = 0, \text{ de unde } A = -B.$$

Deci

$$i = A\ e^{(-\delta t)}\ (e^{+\gamma t} - e^{-\gamma t}). \tag{4.44}$$

Condițiile $u_c(0) = U$ și $i(0) = 0$ aplicate direct ecuației integro-diferențiale (4.37) conduc la relația:

$$U = L \frac{di}{dt}\bigg| t = 0. \tag{4.45}$$

Derivînd soluția (4.44) și substituind $\frac{di}{dt}$ în (4.45) se obține:

$$\frac{U}{L} = [\ 2Ae^{-\delta t} (\delta \operatorname{sh} \gamma t + \gamma \operatorname{ch} \gamma t)]\ t = 0 = 2A\gamma,$$

e unde:

$$A = \frac{U}{2\gamma L}.$$

Astfel:

$$i(t) = \frac{U}{\delta L} e^{-\delta t} \operatorname{sh} \gamma t = Ie^{-\delta t} \operatorname{sh} \gamma t,$$

unde:

$$I = \frac{U}{\gamma L}.$$

— *Dacă* $\delta > \omega_0$, deci $\frac{R}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}}$ sau $R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, curentul prin circuit va evolua în timp (fig. 4.32) conform relației (4.46). Se obține astfel o *descărcare aperiodică a condensatorului.*



Scanned with OKEN Scanner

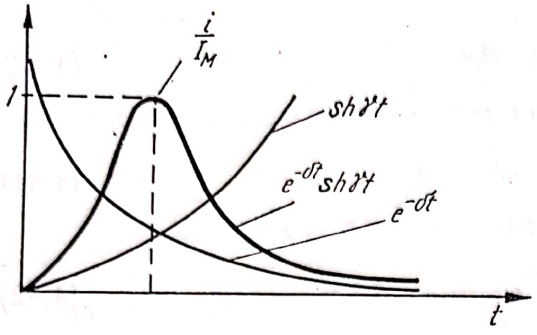



**Fig. 4.32.** Descărcarea aperiodică a energiei dintr-un circuit oscilant pentru $\delta > \omega_0$.

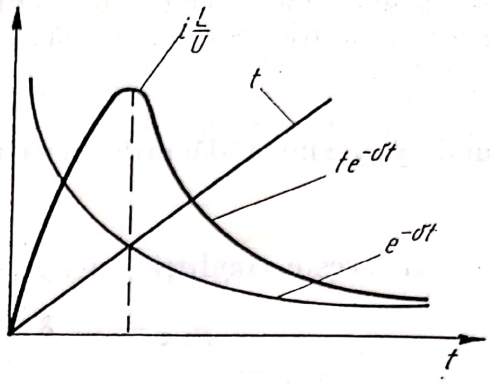



**Fig. 4.33.** Descărcarea aperiodică a energiei dintr-un circuit oscilant pentru $\delta = \omega_0$. $(R = R_{crt})$

— *Dacă* $\delta = \omega_0$ sau $R = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$, $\gamma = 0$ și evoluția, în timp, a intensității curentului prin circuit este descrisă de funcția:

$$i(t) = \lim_{\gamma \to 0} \frac{U}{L} e^{-\delta t} \cdot \frac{\text{sh } \gamma t}{\gamma t} = \frac{U}{L} t\, e^{-\delta t}. \qquad (4.47)$$

Variația în timp a curentului este dată în figura 4.33; și în acest caz se obține o *descărcare aperiodică a condensatorului.*

— *Dacă* $R < 2\sqrt{\frac{L}{C}} = R_{crt}$, $\delta = \frac{R}{2L} < \omega_0^2 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ și $\gamma = \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = j\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = j\omega$, unde $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ expresia curentului devine:

$$i(t) = \frac{U}{j\ \omega L} e^{-\delta t} \text{sh}(j\omega)t = \frac{U}{\omega L} e^{-\delta t} \sin\omega t = Ie^{-\delta t} \sin \omega t. \qquad (4.48)$$

Se obține astfel o *descărcare oscilantă, periodică a condensatorului* (fig. 4.34). Circuitul oscilează armonic pînă la amortizarea oscilațiilor, frecvența acestora fiind $f = \frac{\omega}{2\pi}$, iar perioada $T = \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$.

— *Dacă* $\delta = 0$, adică $R = 0$ circuitul fiind fără pierderi, nu mai apare amortizarea oscilației armonice, iar $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

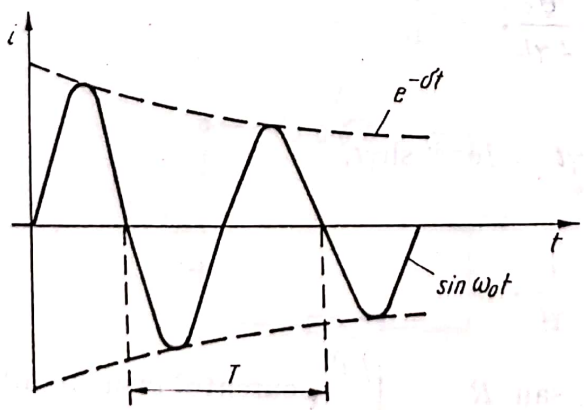



**Fig. 4.34.** Descărcarea oscilantă (oscilații libere) dintr-un circuit oscilant (R < R crt.).

Aceasta înseamnă că toată energia acumulată în cîmpul electric al condensatorului la încărcarea acestuia se transferă în cîmpul magnetic al bobinei și invers. Deci

$$W_e = W_m$$

sau

$$\frac{CU^2}{2} = \frac{LI^2}{2}. \qquad (4.49)$$



Scanned with OKEN Scanner

Din relația (4.49) se deduce:

$$\frac{U}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \rho,$$

ceea ce reprezintă *impedanța caracteristică a circuitului LC*.

Deoarece energiile maxime înmagazinate în cîmpul electric al condensatorului, respectiv în cel magnetic al bobinei sînt egale, dar apar la momente diferite, raportul $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ caracterizează circuitul, dar nu corespunde unei mărimi fizice existente în circuit.

Procesul oscilant ce apare în circuitul $LC$ este ilustrat în figura 4.35.

*Puterea instantanee* în circuit este:

$$p = ui = \left[\frac{1}{C}\int i dt\right] i\ (t) = \frac{U}{\omega_0^2\ LC} \cos \omega_0 t\ \ \frac{U}{\omega_0 L} \sin\omega_0 t = P \sin 2\omega_0 t. \quad (4.50)$$

În figura 4.35 s-a reprezentat și variația în timp a puterii.

La început, întreaga energie este concentrată în cîmpul electric al condensatorului încărcat. Cînd condensatorul începe să se descarce, energia din cîmpul electric scade, în timp ce energia ce se acumulează în cîmpul magnetic al bobinei crește. Cînd curentul prin circuit atinge valoarea sa maximă toată energia circuitului este concentrată în cîmpul magnetic. Procesul continuă și în sens invers: energia cîmpului magnetic scade, pe măsură ce apare, și crește energia în cîmpul electric. După o semiperioadă, întreaga energie este din nou concentrată în cîmpul electric al condensatorului, după care procesul continuă.

Puterea instantanee are o frecvență dublă față de cea a curentului și tensiunii.

Trebuie remarcat însă că, într-un *circuit real, pierderile de energie nu sînt niciodată nule* ($R \neq 0$), deci *oscilațiile proprii* (*libere*) au întotdeauna un *caracter armonic amortizat*.

*Mărimea amortizării*, respectiv rapiditatea scăderii amplitudinii, este determinată de *rezistența de pierderi* $R$ a circuitului.

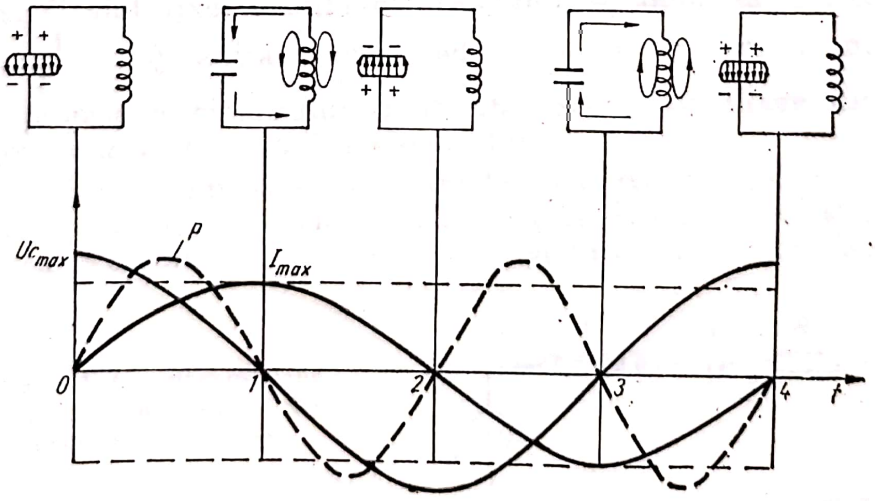



Fig. 4.35. Fenomene fizice într-un circuit oscilant.



Scanned with OKEN Scanner

Se pot defini următoarele mărimi caracteristice oscilațiilor amortizate:

— *decrementul* $\Delta = \exp(\delta T)$ (4.51)

— *decrementul logaritmic* $\theta = \ln \Delta = \delta T$ (4.52)

— *amortismentul* $d = \frac{\theta}{\pi} = \frac{\delta T}{\pi} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q}$. (4.53)

Expresia (4.53) arată că amortismentul este invers proporțional cu factorul de calitate al circuitului. Dar, factorul de calitate reprezintă tocmai raportul dintre puterile reactivă și activă din circuit.

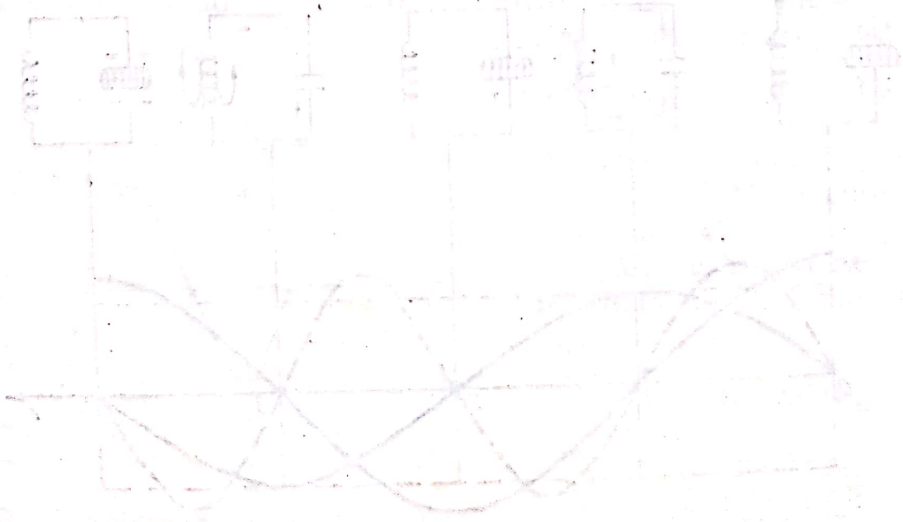
$$Q = \frac{P_r}{P_a} = \frac{2\omega_0 (W_m - W_e)}{P_a}. \tag{4.54}$$

În momentul în care întreaga energie este acumulată în cîmpul magnetic al bobinei se poate scrie:

$$Q = \frac{P_r}{P_a} = \frac{2\omega_0 W_m}{P_a} = \frac{2\omega_0 \frac{LI^2}{2}}{RI^2} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{d}. \tag{4.55}$$

Deci, cu cît factorul de calitate al circuitului este mai bun (elementele reactive mai apropiate de elemente reactive ideale), amortizarea amplitudinii oscilațiilor libere din circuit este mai lentă în timp.

Pentru realizarea oscilațiilor nearmonizate (întreținute) necesare în aplicațiile electronicii, apare necesitatea compensării pierderilor prin conectarea circuitului oscilant la o sursă de t.e.m. care în fiecare perioadă să aducă în circuit o energie echivalentă pierderilor.



Scanned with OKEN Scanner

# 5

# CIRCUITE SIMPLE CU COMPONENTE PASIVE

## 5.1. CIRCUITUL OSCILANT SERIE

Circuitul oscilant serie are configurația unui circuit $RLC$ în care toate elementele sînt conectate în serie cu sursa de t.e.m. (fig. 5.1).

Curentul prin circuit este:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_g}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}_g}{R+jX} = \frac{\underline{U}_g}{\sqrt{R^2+X^2}}\, e^{-j\varphi} \tag{5.1}$$

unde

$$\underline{Z} = Z(j\omega) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = \sqrt{R^2+X^2}\, e^{j\varphi} \tag{5.2}$$

reprezintă impedanța circuitului serie.

Din expresiile (5.1) și (5.2) rezultă că valoarea curentului este maximă cînd impedanța $Z$ este minimă, adică atunci cînd partea sa reactivă se anulează:

$$X(j\omega) = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0.$$

Dacă $L$ și $C$ sînt fixe, rezultă că, reactanța se anulează la frecvența la care: $\omega^2 = \frac{1}{LC} = \omega_0^2$, adică atunci cînd frecvența semnalului coincide cu frecvența proprie a circuitului (frecvența oscilațiilor libere din circuit) numită *frecvența de rezonanță* a circuitului.

La rezonanță, impedanța are caracter pur rezistiv ($X = 0$, $Z = R$), iar curentul prin circuit și tensiunea de la bornele circuitului sînt în fază. Comportarea deosebită a circuitului serie în jurul rezonanței face ca, în

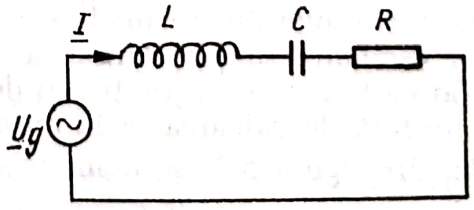



**Fig. 5.1.** Circuitul oscilant serie alimentat de un generator de tensiune.

aplicații, acesta să lucreze în special în jurul frecvenței de rezonanță. Din acest motiv analiza circuitului rezonant serie va fi făcută în jurul frecvenței de rezonanță.

Dacă se notează:

$$x = \frac{X}{R} = \frac{1}{R}\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

știind că $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$, se obține:

$$x = \frac{\omega_0 L}{R}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{1}{\omega\,\omega_0 LC}\right) = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = Q\,\beta \tag{5.3}$$

unde $\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$

Mărimea $x = \beta Q$ se numește *dezacordul generalizat* și este proporțională cu abaterea relativă normată față de frecvența de rezonanță.

În aceste condiții, expresia curentului prin circuit va căpăta forma:

$$I(j\omega) = \frac{U_g}{R(1 + jx)} \tag{5.4}$$

a rezonanță avînd valoarea maximă:

$$I(j\omega_0) = \frac{U_g}{R} = I_{Max} \tag{5.5}$$

Expresia normată a curentului va fi:

$$\frac{I(j\omega)}{I(j\omega_0)} = \frac{1}{1 + jx} = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}\,e^{-j\varphi} \tag{5.6}$$

Impedanța circuitului serie, raportată la valoarea sa de la rezonanță, (impedanța normată) este:

$$\frac{Z(j\omega)}{Z(j\omega_0)} = \frac{R(1 + jx)}{R} = 1 + jx = \sqrt{1 + x^2}\,e^{j\varphi} \tag{5.7}$$

unde:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{X}{R} = \operatorname{arc\,tg}\,x \tag{5.8}$$

Mărimile din expresiile (5.6) și (5.7) sînt reprezentate grafic în figurile 5.2 și 5.3.

Se observă că pentru $|x| = 1$, modulul impedanței circuitului serie crește de $\sqrt{2}$ ori față de valoarea de la rezonanță, în timp ce intensitatea curentului prin circuit scade la $\frac{1}{\sqrt{2}}$ din valoarea maximă. Diferența frecvențelor corespunzătoare lui $|x| = 1$ definește prin convenție, în cazul circuitelor oscilante simple, lărgimea benzii de frecvență. Este interesant de observat că la extremitățile benzii de frecvență puterea din circuit scade la jumătate față de valoarea sa la rezonanță.

Curba din figura 5.2. se numește *caracteristica de selectivitate* a circuitului.



Scanned with OKEN Scanner

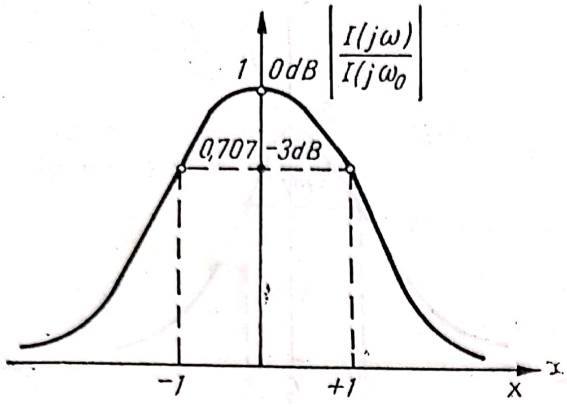



Fig. 5.2. Caracteristica de selectivitate a circuitului oscilant serie în raport cu dezacordul generalizat.

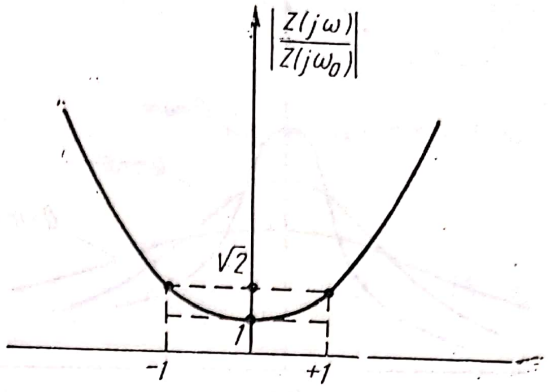



Fig. 5.3. Variația impedanței normate în raport cu dezacordul generalizat.

Reprezentarea caracteristicii de selectivitate se face, de obicei, utilizînd unități de transmisiune în axa ordonatelor. Acestea sînt decibelul (dB) și neperul (Np), care se definesc prin relațiile:

$$\left.\begin{aligned} 1\ \text{dB} &= 10\ \lg\frac{P}{P_0} \\ 1\ \text{Np} &= \frac{1}{2}\ \ln\frac{P}{P_0} \end{aligned}\right\} \qquad (5.9)$$

unde $P$ este puterea la un moment dat, sau la o frecvență dată;

$P_0$ — puterea de referință.

Relația de legătură între cele două unități este:

$$1\ \text{Np} = 8{,}7\ \text{dB}$$

În aceste condiții, lărgimea benzii de frecvență a circuitului se poate defini ca fiind acel ecart de frecvență, în jurul frecvenței de rezonanță, la extremitățile căruia atenuarea semnalului este de 3 dB ($\sqrt{2}$ ori).

În jurul frecvenței de rezonanță se poate face aproximația de bandă îngustă ($\Delta\omega \ll \omega_0$):

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_0 + \Delta\omega} = 1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\omega_0 + \Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega} - \frac{\Delta\omega}{\omega_0 + \Delta\omega}\right) \cong$$

$$\cong 1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{2\Delta f}{f_0}\right) \qquad (5.10)$$

Variabila normată ($x = \beta Q$) devine:

$$x = \frac{2\Delta f}{f_0} Q$$

ar din condiția $|x| = 1$ se poate găsi banda de trecere a circuitului oscilant. De unde rezultă:

$$B_{3\text{dB}} = 2\Delta f_{3\text{dB}} = \frac{f_0}{Q} \qquad (5.11)$$

Relația (5.11) arată că un circuit este cu atît mai selectiv cu cît factorul său de calitate este mai mare (fig. 5.4).



Scanned with OKEN Scanner

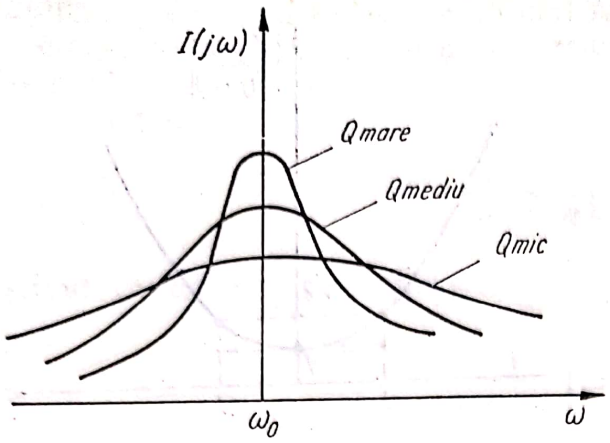



Fig. 5.4. Influența factorului de calitate asupra selectivității unui circuit oscilant serie.

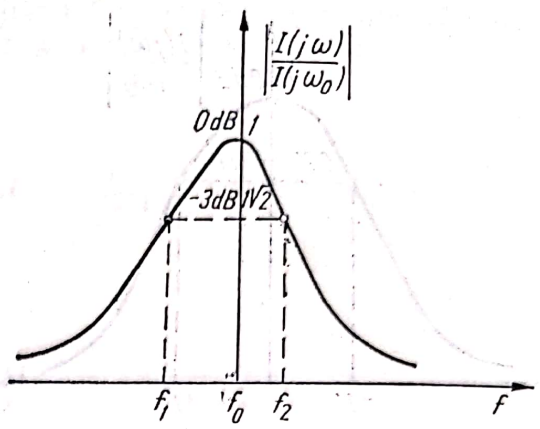



Fig. 5.5. Caracteristica de selectivitate a circuitului oscilant serie în raport cu frecvența.

Dacă reprezentarea caracteristicii de selectivitate se face în funcție de dezacordul generalizat $x = \beta Q$ sau de dezacordul relativ $\Delta f$, reprezentarea este simetrică aritmetic.

Reprezentarea caracteristicii direct în frecvență nu mai necesită aproximația de bandă îngustă, dar simetria curbei în acest caz este geometrică (fig. 5.5):

$$f_1 f_2 = f_0^2 \tag{5.12}$$

Din această simetrie geometrică se poate deduce că banda reală la 3 dB este riguros egală cu raportul dintre frecvența de rezonanță și factorul de calitate al circuitului. Astfel, pentru: $B = 3\text{dB}$, $|x| = 1$,

deci:

$$\left(\frac{f_1}{f_0} - \frac{f_0}{f_1}\right) Q = 1 \tag{5.13}$$

Ținînd seama că $f_1 f_2 = f_0^2$, se poate scrie:

$$\left(\frac{f_1}{f_0} - \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{f_1}\right) Q = \frac{f_1^2 - f_1 f_2}{f_0 f_1} Q = \frac{f_1 - f_2}{f_0} Q = 1 \tag{5.14}$$

Cum $B_{3\text{dB}} = f_1 - f_2$, rezultă:

$$B_{3\text{dB}} = f_1 - f_2 = \frac{f_0}{Q} \tag{5.15}$$

Caracteristica de selectivitate sau de rezonanță a circuitului a fost reprezentată în funcție de variația normată sau dezacordul generalizat $x = \frac{X}{R} = \beta Q$, deoarece acordul circuitului se poate obține nu numai prin variația frecvenței, ci și prin variația unuia dintre elementele sale reactive la o frecvență fixă. În acest mod, variind $L$ sau $C$ variază reactanța circuitului și implicit dezacordul generalizat. Astfel dacă:

$$L = L_0 + \Delta L,$$

$$x(L_0) = \frac{1}{R}\left(\omega_0 L_0 - \frac{1}{\omega_0 C}\right) = 0 \tag{5.16}$$

$$x(L) = \frac{1}{R}\left(\omega_0 L_0 + \omega_0 \Delta L - \frac{1}{\omega_0 C}\right) = \frac{\omega_0 \Delta L}{R} = \frac{\omega_0 L_0 \Delta L}{L_0 R} = \frac{\Delta L}{L_0} Q \tag{5.17}$$



Scanned with OKEN Scanner

și

$$\beta = \frac{\Delta L}{L_0} \tag{5.18}$$

În mod analog, la variația capacității condensatorului din circuit se poate obține succesiv:

$$C = C_0 + \Delta C$$

$$x(C) = \frac{1}{R}\left[\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 (C_0 + \Delta C)}\right] = \frac{1}{\omega_0 C_0 R} \cdot \frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta C}{C_0} Q \tag{5.19}$$

și

$$\beta = \frac{\Delta C}{C_0} \tag{5.20}$$

Reprezentarea caracteristicii de selectivitate se face în aceste cazuri în funcție de elementul variabil (fig. 5.6 și fig. 5.7).

*Tensiunile* la bornele elementelor din circuitul serie vor avea variația dependentă de frecvență. Astfel, la *bornele bobinei*, tensiunea va fi:

$$\underline{U}_L(j\omega) = j\omega L \, \underline{I}(j\omega) = j\omega L \frac{1}{1 + jx} \cdot \frac{U_g}{R} \tag{5.21}$$

La rezonanță:

$$U_L(j\omega_0) = j\omega_0 L \frac{U_g}{R}$$

sau

$$U_L(j\omega_0) = \frac{\omega_0 L}{R} |\underline{U}| = Q U_g \tag{5.22}$$

Similar, tensiunea la *bornele condensatorului* va fi:

$$\underline{U}_C(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} \underline{I}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} \cdot \frac{U_g}{R(1 + jx)} \tag{5.23}$$

$$|U_C(j\omega_0)| = \frac{U_g}{R} \cdot \frac{1}{\omega_0 C} = Q U_g \tag{5.24}$$

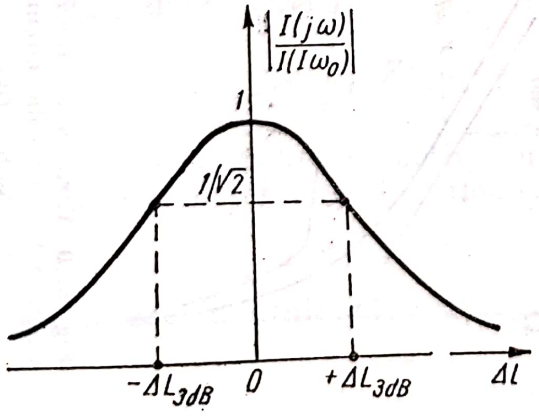



**Fig. 5.6.** Caracteristica de selectivitate a circuitului oscilant serie în raport cu variația inductanței bobinei.

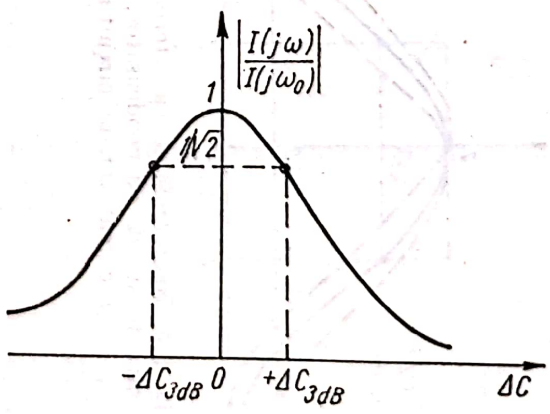



**Fig. 5.7.** Caracteristica de selectivitate a circuitului oscilant serie în raport cu variația capacității condensatorului.



Scanned with OKEN Scanner

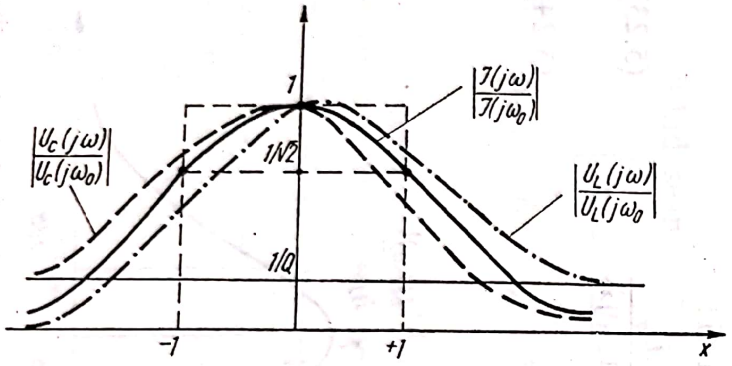



**Fig. 5.8.** Reprezentarea caracteristicilor de selectivitate pentru tensiunea pe condensator, tensiunea pe bobină și curent într-un circuit oscilant serie.

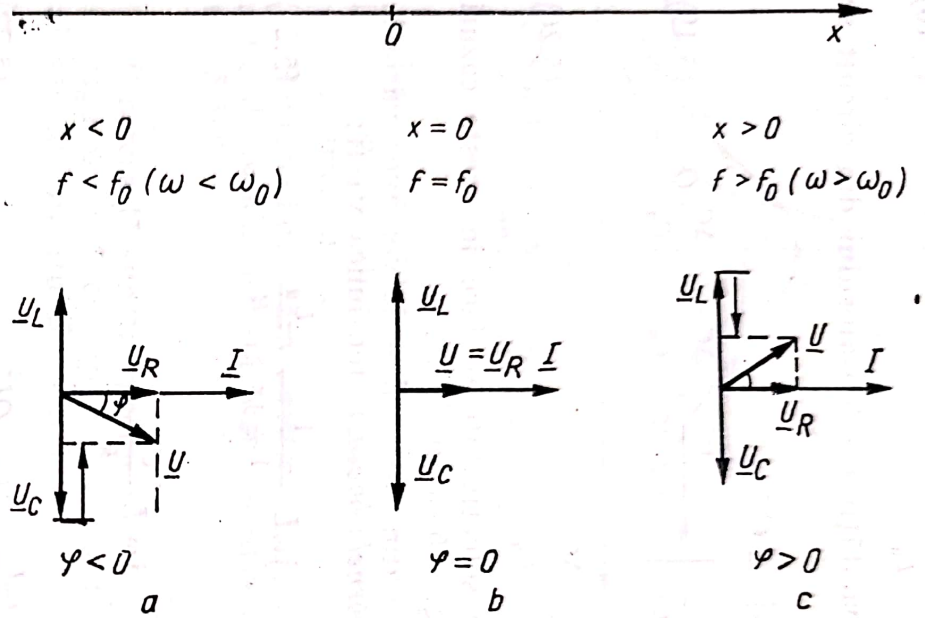



**Fig. 5.9.** Diagrame fazoriale pentru circuitul oscilant serie.

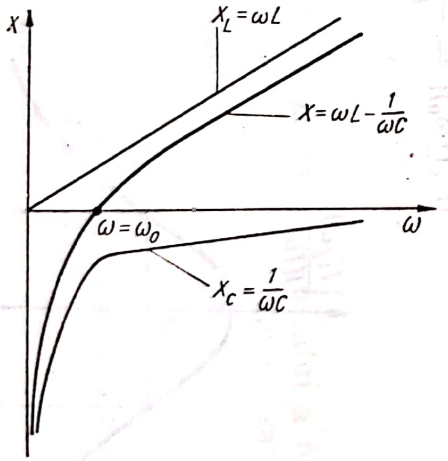



**Fig. 5.10.** Variația cu frecvența a reactanțelor dintr-un circuit oscilant serie.

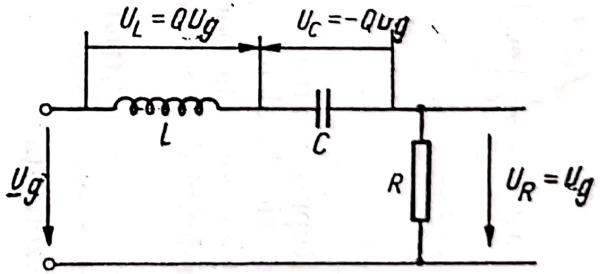



**Fig. 5.11.** Valoarea tensiunilor într-un circuit oscilant serie la rezonanță.

Este de remarcat că, la rezonanță, tensiunea la bornele elementelor reactive este amplificată de $Q$ ori față de tensiunea la bornele circuitului. Din acest motiv *rezonanța circuitului serie* este denumită și *rezonanță de tensiune*, iar factorul de calitate $Q$ este denumit și ca *factor de supratensiune*.

Din relațiile (5.21) și (5.22) se poate deduce:

$$\frac{U_L(j\omega)}{U_L(j\omega_0)} = \frac{j\omega L \frac{1}{1+jx} \cdot \frac{U_g}{R}}{j\omega_0 L \frac{U_g}{R}} = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{\sqrt{1+x^2}} = \frac{\omega}{\omega_0} \left| \frac{I(j\omega)}{I(j\omega_0)} \right| \tag{5.25}$$

respectiv:

$$\frac{U_C(j\omega)}{U_C(j\omega_0)} = \frac{\frac{1}{j\omega C} I(j\omega)}{\frac{1}{j\omega_0 C} I(j\omega_0)} = \frac{\omega_0}{\omega} \left| \frac{I(j\omega)}{I(j\omega_0)} \right| \tag{5.26}$$

Expresiile (5.25) și (5.26) arată (fig. 5.8) că, în vecinătatea rezonanței, caracteristica de selectivitate poate fi reprezentată, cu bună aproximație, prin caracteristicile $U_C(j\omega)$ și $U_L(j\omega)$.

Departe de rezonanță, circuitul se comportă *capacitiv* (la *frecvențe joase*) sau *inductiv* (la *frecvențe înalte*), în apropierea *rezonanței* comportîndu-se aproape *rezistiv*. Acest lucru este ilustrat în diagrama de fazori (fig. 5.9) și în variația reactanței cu frecvența (fig. 5.10).

La *rezonanță tensiunile pe bobină și pe condensator* au *valoare maximă* $U_L = U_C = QU_g$, sînt *defazate între ele* cu 180° și *defazate* cu 90° *față de* $U_R$ înainte și respectiv înapoi.

În proiectarea circuitului se va ține seama de creșterea mare, la rezonanță, a tensiunii la bornele elementelor reactive (fig. 5.11).

## 5.2. CIRCUITUL OSCILANT DERIVAȚIE

Un circuit oscilant derivație este construit în general din două ramuri reactive, conectate în derivație față de sursa de al mentare (fig. 5.12).

Impedanța circuitului derivație (fig. 5.12, *b*) este:

$$Z(j\omega) = \frac{(R_1 + jX_1)(R_2 + jX_2)}{R_1 + R_2 + j(X_1 + X_2)} \tag{5.27}$$

Pentru elementele reactive cu pierderi foarte mici se poate neglija valoarea rezistenței față de valoarea reactanței. Deci, dacă:

$$R_1 \ll X_1 \quad \text{și} \quad R_2 \ll X_2,$$

impedanța circuitului derivație va fi:

$$Z(j\omega) \simeq \frac{-X_1 X_2}{R_s + jX_s} \tag{5.28}$$

unde

$$R_s = R_1 + R_2 \quad \text{și} \quad X_s = X_1 + X_2$$



Scanned with OKEN Scanner

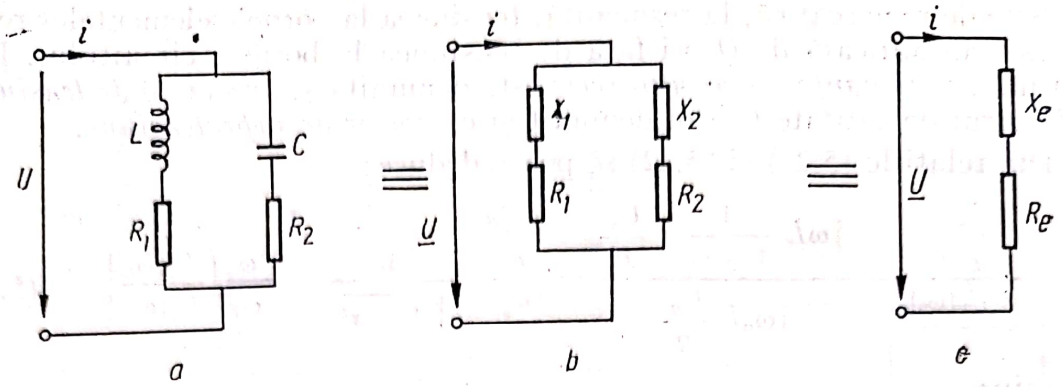



**Fig. 5.12.** Circuitul oscilant derivație, scheme echivalente:
*a,b* — scheme echivalente derivație; *c* — schemă echivalentă serie.

La frecvențe apropiate de frecvența proprie a circuitului oscilant, considerat în serie,

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

reactanța $X_s$ este nulă și impedanța circuitului derivație va fi:

$$Z(j\omega_0) = \frac{X_1^2}{R_s} = \frac{X_2^2}{R_s} = R_d \tag{5.29}$$

În cazul circuitului din figura 5.12, *a*

$$X_1 = \omega L, \qquad X_2 = \frac{1}{\omega C}$$

$$Z(j\omega_0) = \frac{(\omega_0 L)^2}{R_s} = \frac{1}{(\omega_0 C)^2 R_s} \tag{5.30}$$

ceea ce se mai poate scrie sub forma:

$$Z(j\omega_0) = \omega_0 L Q = \frac{1}{\omega_0 C} Q = \frac{L}{C R_s} = R_d \tag{5.31}$$

unde:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 C R_s} \tag{5.32}$$

reprezintă *factorul de calitate* al circuitului oscilant.

Astfel, la *rezonanță*, circuitul derivație are o *impedanță pur rezistivă* de valoare de $Q$ ori *mai mare decît reactanța la rezonanță a uneia din ramurile reactive*.

Folosind variabila normată sau dezacordul generalizat:

$$x = \frac{X_s(j\omega)}{R_s} = Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \beta Q \tag{5.33}$$

expresia impedanței circuitului derivație se poate pune sub forma:

$$Z(j\omega) = -\frac{X_1 X_2}{R_s + jX_s} = -\frac{X_1 X_2}{R_s}\,\frac{1}{1 + jx} = -R_d \frac{1}{1 + jx} \tag{5.34}$$



Scanned with OKEN Scanner

sau

$$\frac{Z(j\omega)}{Z(j\,\omega_0)} = \frac{Z(j\omega)}{R_d} = \frac{1}{1+jx} =$$

$$= \frac{1}{1+x^2} - j\frac{x}{1+x^2} = R_e - jX_e \qquad (5.35)$$

Din relația (5.35) rezultă că circuitul derivație poate fi echivalat cu un circuit serie (fig. 5.12, *c*) format din elementele $X_e$ și $R_e$, ambele dependente de frecvență:

$$\frac{R_e}{R_d} = \frac{1}{1+x^2}; \quad \frac{X_e}{R_d} = -\frac{x}{1+x^2} \qquad (5.36)$$

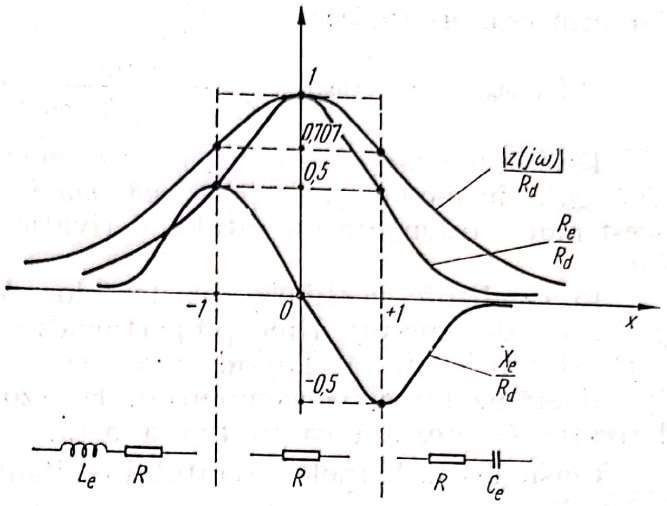



**Fig. 5.13.** Variația normată a impedanței totale a unui circuit oscilant derivație, a rezistenței echivalente serie și a reactanței echivalente serie, în funcție de dezacordul generalizat.

În figura 5.13 se reprezintă variația modulului impedanței $\frac{Z(j\omega)}{R_d}$, precum și a elementelor circuitului echivalent serie, în funcție de dezacordul generalizat.

Circuitul derivație se comportă astfel *inductiv* la *frecvențe mai joase* ($X_e > 0$ pentru $x < 0$) și respectiv *capacitiv* la *frecvențe mai înalte decît frecvența de rezonanță*.

La *rezonanță*, *impedanța* circuitului derivație este *maximă* și de natură *pur rezistivă*.

Alimentînd circuitul derivație de la un generator de tensiune constantă ($U_g$ = const.), curentul absorbit de circuit va fi:

$$I(j\omega) = \frac{U_g}{Z(j\omega)} = \frac{U_g}{R_d}(1+jx) = I(j\omega_0)(1+jx) \qquad (5.37)$$

unde:

$$I(j\omega_0) = \frac{U_g}{Z(j\omega_0)} = \frac{U_g}{R_d} \qquad (5.38)$$

este curentul la rezonanță.

În figura 5.14 se reprezintă variația în modul a curentului, în funcție de dezacordul generalizat.

Se observă că, la rezonanță, curentul absorbit de la generator este minim $I = \frac{U_g}{R_d}$.

La *rezonanță*, *curentul* prin *ramura inductivă* a circuitului derivație va fi:

$$|I_L(j\omega_0)| = |I(j\omega_0)| \left| \frac{Z_c(j\omega_0)}{Z_L(j\omega_0) + Z_c(j\omega_0)} \right| =$$

$$= \frac{1}{\omega C R_s} |I(j\omega_0)| = QI(j\omega_0) \qquad (5.39)$$

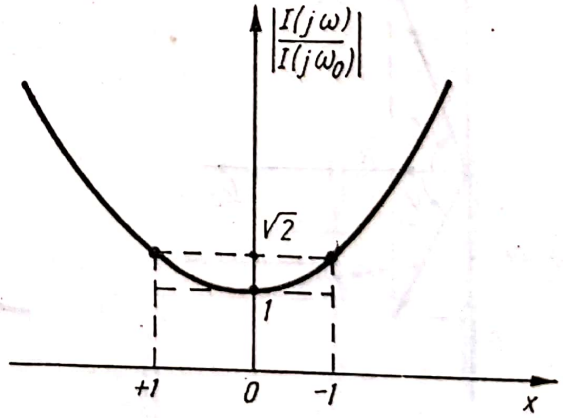



**Fig. 5.14.** Variația curentului normat funcție de dezacordul generalizat, pentru un circuit oscilant derivație.

iar prin cea *capacitivă*:

$$|I_C(j\omega_0)| = |I(j\omega_0)| \cdot \left| \frac{Z_L(j\omega_0)}{Z_L(j\omega_0) + Z_C(j\omega_0)} \right| = \frac{\omega L}{R_s} |I(j\omega_0)| = QI(j\omega_0). \quad (5.40)$$

Deci la *rezonanță, curenții prin cele două ramuri*, ale circuitului derivație *sînt egali*, în modul, *și de Q ori mai mari decît curentul total absorbit*. Din acest motiv rezonanța circuitului derivație este denumită și *rezonanță de curent*.

În condițiile neglijării rezistențelor $R_1$ și $R_2$ față de reactanțele $X_1$ și $X_2$, cei doi curenți, fiind proporționali cu reactanțele din ramurile derivație sînt în antifază. Ținînd însă seamă și de efectul rezistențelor $R_1$ și $R_2$, diagrama fazorială a curenților la rezonanță prin ramurile circuitului derivație se prezintă ca în figura 5.15.

Tensiunea la bornele circuitului oscilant este:

$$U(j\omega) = IZ(j\omega). \quad (5.41)$$

Dacă circuitul derivație este alimentat de la un generator de curent constant $I = I_g$ const., tensiunea de la bornele circuitului va fi:

$$U = (j\omega) = I_g \; Z(j\omega) = I_g R_d \frac{1}{1 + jx}, \quad (5.42)$$

unde:

$$U(j\omega_0) = I_g R_d \quad (5.43)$$

este *tensiunea la rezonanță*.

În figura 5.16 se prezintă variația în modul a tensiunii pe circuitul derivație în funcție de dezacordul generalizat, în cazul alimentării sub curent constant.

Se observă că, *la rezonanță, tensiunea* la bornele circuitului are valoarea *maximă*, iar caracteristica de tensiune este asemănătoare cu cea a impedanței circuitului derivație în funcție de frecvență.

*Caracteristica tensiune-frecvență* reprezintă *caracteristica de rezonanță* a circuitului derivație.

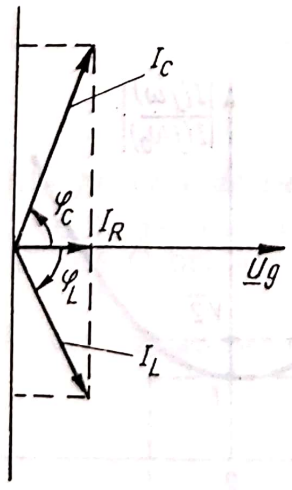



**Fig. 5.15.** Diagrama fazorială, la rezonanță, pentru circuitul oscilant derivație.

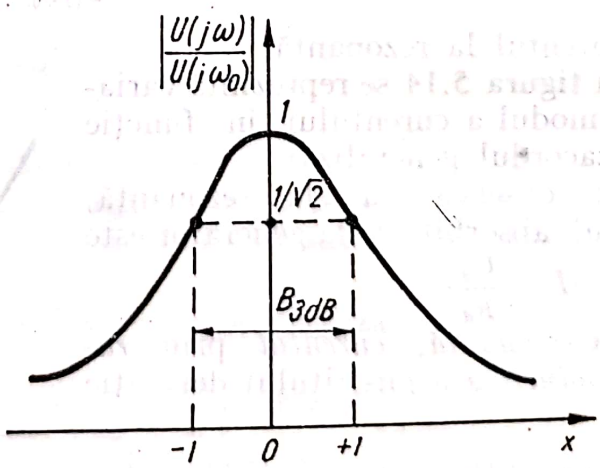



**Fig. 5.16.** Caracteristica de selectivitate pentru tensiunea la borne în funcție de dezacordul generalizat pentru circuitul oscilant derivație.



Scanned with OKEN Scanner

Analog cu circuitul serie, se poate defini *lărgimea de bandă* a circuitului derivație, ca fiind diferența dintre frecvențele la care tensiunea scade la $0{,}707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ din valoarea sa maximă.

Relația dintre lărgimea de bandă, frecvența de rezonanță și factorul de calitate al circuitului este aceeași ca la circuitul serie:

$$B_{3dB} = \frac{f_0}{Q}. \tag{5.44}$$

Astfel, circuitul derivație va fi, ca și circuitul serie, cu atît mai selectiv cu cît factorul său de calitate are valoare mai ridicată.

Cînd se urmărește *transfer maxim de putere* de la sursa (generatorul) de alimentare la circuitul oscilant, trebuie să se realizeze *adaptarea impedanței interne a generatorului* ($Z_g$) cu *impedanța circuitului oscilant*. Condiția de transfer maxim de putere, în cazul circuitului oscilant derivație alimentat la rezonanță, este:

$$Z_g = \frac{L}{CR} \tag{5.45}$$

ceea ce arată că, pentru *transfer maxim de putere*, este necesară alimentarea circuitului oscilant de la un generator cu *rezistență internă* ($Z_g = R_i$) *foarte mare*.

Această condiție fiind, în general, greu de realizat, mai ales în condițiile utilizării schemelor cu tranzistoare, se utilizează *circuitul derivație cu priză pe bobină* (fig. 5.17) sau *pe condensator* (fig. 5.18), în scopul *micșorării impedanței de sarcină a generatorului de alimentare*.

În cazul circuitului cu priză se obține:

$$Z(j\omega_0) = p^2 \frac{L}{CR} \tag{5.46}$$

unde

$$p = \frac{L'}{L} < 1 \tag{5.47}$$

pentru circuitul cu *priză inductivă* (pe *bobină*),

și

$$p = \frac{C}{C'} < 1 \tag{5.48}$$

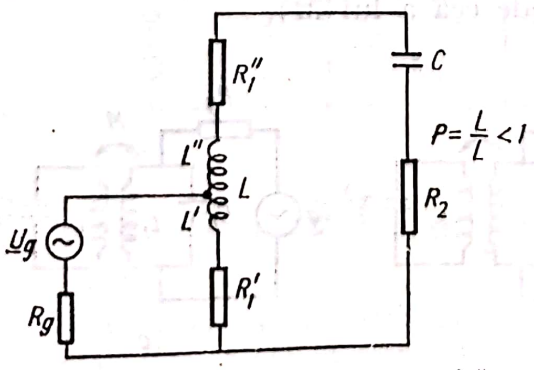



**Fig. 5.17.** Circuit oscilant cu priză pe bobină.

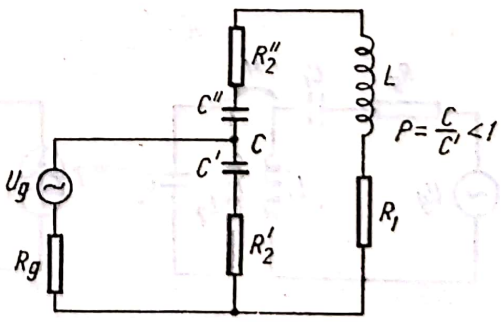



**Fig. 5.18.** Circuit oscilant cu priză pe condensator.



Scanned with OKEN Scanner

pentru circuitul cu *priză capacitivă* (pe *condensator*), iar $R$ este *rezistența totală* a circuitului oscilant:

$$R = R_1 + R_1'' + R_2$$

respectiv:

$$R = R_2' + R_2'' + R_1.$$

## 5.3. CIRCUITE OSCILANTE CUPLATE

### 5.3.1. GENERALITĂȚI

*Circuitele oscilante cuplate* sînt formate, de obicei, din *două circuite oscilante simple* (serie sau derivație), între care există o *cale de cuplaj*, adică o cale de transfer a energiei.

*Circuitul în care se aplică alimentarea*, adică generatorul de semnal, se numește *circuit primar*, iar celălalt, *circuit secundar*. Generatorul de semnal se introduce în primar astfel încît prin rezistența sa internă să reducă cît mai puțin factorul de calitate al primarului. Ca urmare, un generator cu *rezistență internă mică* (generator de tensiune) se va introduce *în serie* în primar (fig. 5.19, *a*), iar un generator cu *rezistență internă mare* (generator de curent) se va introduce *în paralel* pe primar (fig. 5.19, *b,c*). În figura 5.19 s-a notat cu $R_g$ rezistența internă a generatorului, rezistențele proprii de pierderi ale circuitelor oscilante nefiind figurate.

În figura 5.20 sînt prezentate cîteva tipuri uzuale de circuite oscilante cuplate, în care s-a considerat că generatorul de semnal este un generator de tensiune.

Pentru circuitele din figurile 5.20, *a* și 5.20, *b* cuplajul este de *natură inductivă* (sau *magnetică*) și este realizat prin inductivitatea mutuală $M$, respectiv inductivitatea $L_{12}$ comună atît primarului cît și secundarului. Circuitele din figurile 5.20, *c* și 5.20, *d* sînt circuite *cuplate capacitiv* (sau *electric*), capacitatea de cuplaj fiind $C_{12}$. În figura 5.20, *e* se prezintă un circuit cuplat cu *cuplaj rezistiv*. Acest tip de cuplaj este rar utilizat deoarece el introduce pierderi de putere activă reducînd factorul de calitate atît pentru primar, cît și pentru secundar. În figura 5.20, *f* se prezintă un circuit cu *cuplaj mixt*. Pentru acest circuit, la *frecvențe joase cuplajul* este de *natură capacitivă* ($C_{12}$ are reactanță mare, iar efectul inductanței mutuale $M$ este mic), iar la *frecvențe înalte cuplajul* devine *inductiv* (reactanța lui $C_{12}$ scade și devine neglijabilă față de cea a lui $M$).

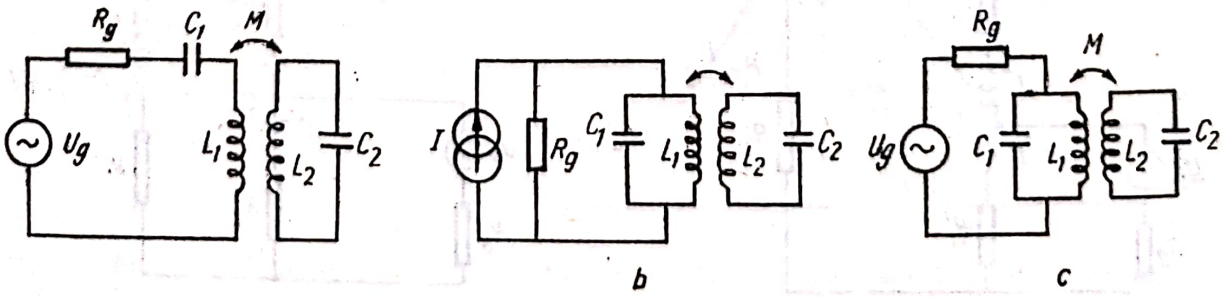



**Fig. 5.19.** Alimentarea circuitelor cuplate:
*a* — cu generator de tensiune (serie); *b,c* — cu generator de curent (paralel).

În circuitele din figurile 5.20, *c,d,e*, bobinele $L_1$ și $L_2$ necesită, fiecare, o bună ecranare pentru a elimina posibilitatea unui cuplaj magnetic nedorit între ele.

Avînd în vedere poziția pe desen a impedanței de cuplaj, circuitele cuplate din figurile 5.20, *a,b,c,e,f* se mai numesc *circuite cu cuplaj transversal*, iar circuitele de tipul celui din figura 5.20, *d*, *circuite cu cuplaj longitudinal* (reactanța de cuplaj apare în lungul figurii).

În cazuri mai rare se utilizează circuite *cuplate multiple*, formate din mai mult de două circuite oscilante. Cîteva exemple de acest gen sînt prezente în figura 5.21.

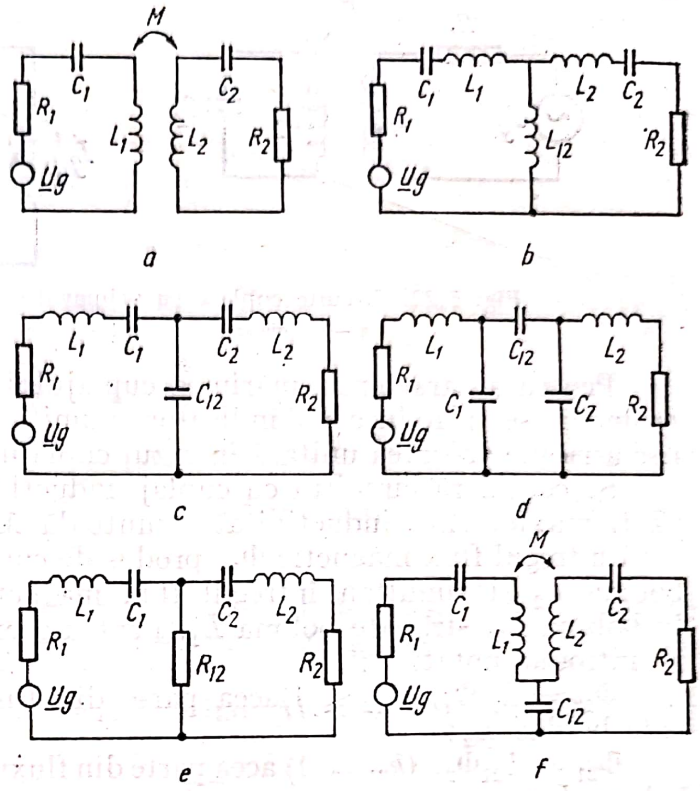



**Fig. 5.20.** Tipuri de circuite oscilante cuplate:
*a,b* — cu cuplaj inductiv; *c,d* — cu cuplaj capacitiv; *e* — cu cuplaj rezistiv; *f* — cu cuplaj mixt.

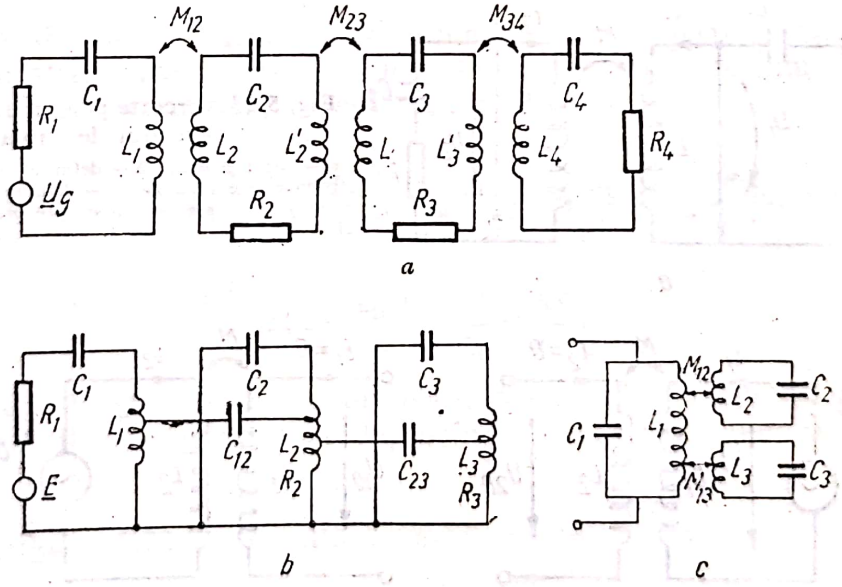



**Fig. 5.21.** Circuite cuplate multiple:
*a* — cu cuplaj inductiv în cascadă; *b* — cu cuplaj capacitiv; *c* — cu cuplaj inductiv cu primar comun.

În unele cazuri se utilizează *circuite cuplate cu primarul* sau *secundarul neacordate* (fig. 5.22). Acestea au, de regulă, *cuplaj inductiv* prin inductanță mutuală și pot fi utilizate la *cuplajul dintre etajele unui amplificator selectiv* sau la *intrarea într-un circuit de detecție*.



Scanned with OKEN Scanner

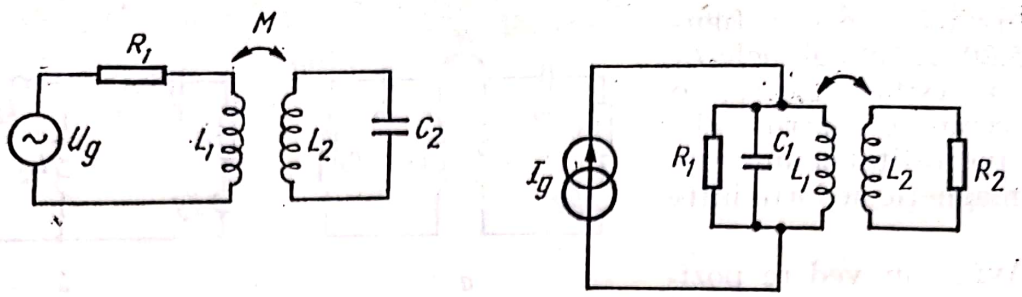



**Fig. 5.22.** Circuite cuplate cu primarul sau secundarul neacordate:
*a* — cu primar neacordat; *b* — cu secundar neacordat.

Pentru a caracteriza mărimea cuplajului dintre circuitul primar și cel secundar se introduce un indicator, numit *coeficient de cuplaj* $k$, căruia i se atribuie valoarea unitară în cazul cuplajului maxim ($k_{max} = 1$).

Se consideră circuitul cu cuplaj inductiv din figura 5.23, *a*. Cuplajul va fi maxim cînd inductivitatea mutuală $M$ va fi maximă, adică atunci cînd întregul flux magnetic $\Phi_1$, produs de curentul $i_1$ în bobina $L_1$, străbate bobina $L_2$ și simultan întregul flux magnetic $\Phi_2$, produs de curentul $i_2$ în bobina $L_2$, străbate bobina $L_1$. Pentru a explicita expresiile lui $M$ și $k$, se introduc notațiile:

$\Phi_{12} = k_{12}\Phi_1$, ($k_{12} \leqslant 1$)acea parte din fluxul fascicular $\Phi_1$ care străbate bobina $L_2$;

$\Phi_{21} = k_{21}\Phi_2$, ($k_{21} \leqslant 1$) acea parte din fluxul fascicular $\Phi_2$ care străbate bobina $L_1$;

$N_1$ și $N_2$ numărul de spire al bobinei $L_1$, respectiv $L_2$;

$\Phi_{t1} = N_1\Phi_1 = L_1 i_1$ și $\Phi_{t2} = N_t\Phi_2 = L_2 i_2$ fluxurile totale proprii* prin bobina $L_1$ respectiv $L_2$.

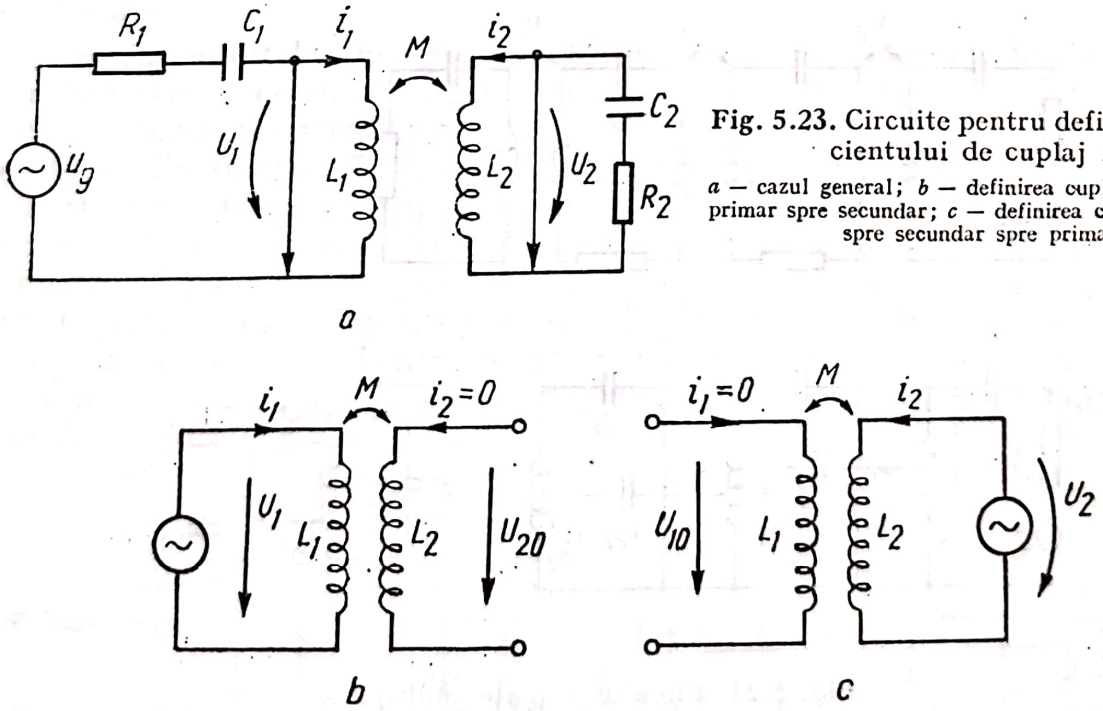



**Fig. 5.23.** Circuite pentru definirea coeficientului de cuplaj $k$:
*a* — cazul general; *b* — definirea cuplajului dinspre primar spre secundar; *c* — definirea cuplajului dinspre secundar spre primar.

* Fluxul magnetic existent în secțiunea unei bobine este fluxul fascicular $\Phi$. Fluxul total $\Phi_t = N\Phi$ este un flux fictiv (echivalent unei bobine de aceeași secțiune și aceeași tensiune la borne, dar avînd o singură spiră) care a fost introdus pentru a putea defini inductivitatea bobinei și tensiunea la borne conform relațiilor:

$$L = \frac{\Phi_t}{i} \quad \text{și} \quad U_L = N\frac{d\Phi}{dt} = L\frac{di}{dt}$$



Scanned with OKEN Scanner

Știind că inductivitatea mutuală $M$ se definește ca raportul dintre fluxul total produs de o bobină în cealaltă bobină și curentul care a produs fluxul și că ea nu depinde de sensul transferului de energie, putem scrie:

— pentru situația din figura 5.23, *b* ($i_1 \neq 0$ și $i_2 = 0$)

$$M = \frac{\Phi_{t12}}{i_t} = \frac{N_2\Phi_{12}}{i_1} = \frac{N_2 k_{12}\Phi_1}{i_1} = N_2 k_{12}\frac{\Phi_{t1}}{N_1 i_1} = \frac{N_2}{N_1} k_{12} L_1 \qquad (5.49)$$

— pentru situația din figura 5.23, *c* ($i_1 = 0$ și $i_2 \neq 0$):

$$M = \frac{\Phi t_{21}}{i_2} = \frac{N_1}{N_2} k_{21} L_1. \qquad (5.50)$$

Din relațiile (5.49) și (5.50) rezultă:

$$M = \sqrt{k_{12} k_{21} L_1 L_2}\ . \qquad (5.51)$$

Ca urmare, pentru cuplajul inductiv prin inductanță mutuală, coeficientul de cuplaj $k$ se definește prin relațiile:

$$k = \frac{M}{M_{max}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{k_{12} k_{21}} = \sqrt{\frac{\Phi_{12}}{\Phi_1}\,\frac{\Phi_{21}}{\Phi_2}} \qquad (5.52)$$

unde $M_{max}$ este valoarea maxim posibilă a inductivității mutuale, care conform relației (5.51) este:

$$M_{max} = \sqrt{L_1 L_2} \qquad (5.53)$$

Relația (5.52) pune în evidență sensul fizic al coeficientului de cuplaj precum și faptul că acesta include în structura sa atît cuplajul dinspre primar spre secundar ($k_{12}$), cît și cel invers dinspre secundar înspre primar ($k_{21}$).

Cuplajul dinspre primar spre secundar se mai poate caracteriza prin raportul dintre tensiunea la bornele bobinei primare și tensiunea indusă la bornele bobinei secundare, în gol (fig. 5.23, *b*).

Astfel:

$$u_1 = L_1\frac{di_1}{dt} = \frac{d\Phi_{t1}}{dt};\quad u_{20} = \pm M\frac{di_1}{dt} = \pm\frac{d\Phi_{t12}}{dt}$$

și

$$k_1 = \left|\frac{u_{20}}{u_1}\right| = \frac{M}{L_1} = \frac{N_2}{N_1}k_{12} \qquad (5.54)$$

unde $k_1$ se numește *grad de cuplaj dintre primar și secundar*. El poate fi atît subunitar, cît și supraunitar, depinzînd de raportul numărului de spire $\frac{N_2}{N_1}$.

Din figura 5.23, *c*. rezultă în mod similar.

$$u_2 = L_2\frac{di_2}{dt};$$

$$u_{10} = \pm M\frac{di_2}{dt};$$

și

$$k_2 = \left|\frac{u_{10}}{u_2}\right| = \frac{M}{L_1} = \frac{N_1}{N_2}k_{21} \qquad (5.55)$$



Scanned with OKEN Scanner

Relațiile (5.54) și (5.55) arată că între coeficientul de cuplaj $k$ și gradele de cuplaj $k_1$ și $k_2$ există relația:

$$k = \sqrt{k_1 \cdot k_2}$$

ceea ce conduce la următoarea definiție generală pentru coeficientul de cuplaj:

$$k = \sqrt{\frac{U_{20}}{U_1} \cdot \frac{U_{10}}{U_2}} \tag{5.56}$$

unde $U_1$, $U_2$, $U_{10}$, $U_{20}$ reprezintă amplitudinile tensiunilor $u_1$, $u_2$, $u_{10}$, $u_{20}$.

Revenind la relația (5.52) se poate scrie:

$$k = \frac{\omega M}{\sqrt{\omega L_1 \omega L_2}}$$

ceea ce, prin generalizare, permite definirea coeficientului de cuplaj cu relația:

$$k = \frac{|X_m|}{\sqrt{X_1 X_2}} \tag{5.57}$$

unde $X_m$ reprezintă reactanța de cuplaj sau reactanța mutuală, iar $X_1$ și $X_2$ reprezintă reactanțele totale de același semn cu $X_m$ din primar și respectiv din secundar.

Această definiție (5.57) este valabilă *numai pentru circuitele cuplate cu cuplaj transversal**.

Relația (5.57) se utilizează pentru definirea lui $k$ atunci cînd explicitarea lui $X_m$, $X_1$, $X_2$ se face relativ simplu (de exemplu pentru circuitele din figurile 5.20, *a*, *b*, *c*, *f*), iar relația (5.56) atunci cînd această explicitare e mai dificilă (fig. 5.20, *d*).

În cazul circuitelor oscilante cuplate, pentru a obține caracteristici utile în practică, coeficientul de cuplaj trebuie să fie mic (de obicei între 1% și 5%). Aceasta înseamnă că reactanța de cuplaj trebuie să fie mică în raport cu reactanțele proprii de același semn ale primarului și secundarului și că deci ea nu contribuie esențial la aceste reactanțe proprii. Ca urmare, în scrierea reactanțelor proprii, în general, se poate neglija reactanța $X_m$. Astfel, se poate scrie:

— Pentru circuitul din figura 5.20, *b*:

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{(L_1 + L_{12}) \cdot (L_2 + L_{12})}} \simeq \frac{L_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{5.58}$$

deoarece $L_{12} \ll L_1$ și $L_{12} \ll L_2$.

---

* Pentru circuitele cuplate cu *cuplaj longitudinal*, se definește *coeficientul de cuplaj* cu relația:

$$k = \frac{B_m}{\sqrt{B_1 B_2}} = \frac{\sqrt{X_1 X_2}}{X_m}$$

unde $B = \frac{1}{X}$ reprezintă o susceptanță.



Scanned with OKEN Scanner

— Pentru circuitul din figura 5.20, *c*:

$$k \simeq \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_{12}} \tag{5.59}$$

deoarece $C_{12} \gg C_1$ și $C_{12} \gg C_2$.

— Pentru circuitul din figura 5.20, *d*:

$$k \simeq \frac{C_{12}}{\sqrt{C_1 C_2}} \tag{5.60}$$

deoarece $C_{12} \ll C_1$ și $C_{12} \ll C_2$*.

În cele mai multe cazuri circuitul primar și secundar dintr-un circuit cuplat au aceeași frecvență proprie, de rezonanță $f_0$. În aceste cazuri în expresiile care descriu fenomenele ce au loc în circuitul cuplat mai apar și următoarele mărimi caracteristice:

— *Factorul mediu de calitate*

$$Q = \sqrt{Q_1 Q_2} \tag{5.61}$$

unde $Q_1$ și $Q_2$ sînt factorii de calitate proprii primarului și secundarului, la frecvența de rezonanță $f_0$. Dacă $Q_1 = Q_2$ rezultă: $Q = Q_1 = Q_2$.

— *Factorul de asimetrie a pierderilor*, sau factorul de neidentitate:

$$b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}. \tag{5.62}$$

Pentru orice $Q_1$ și $Q_2$ rezultă $b \geqslant 2$. Valoarea minimă $b = 2$ se obține pentru $Q_1 = Q_2$, cînd se spune că primarul și secundarul sînt *simetrice* sau *identice*, deoarece au aceeași frecvență de rezonanță și același factor de calitate.

— *Indicele de cuplaj g*. Pentru circuitele cu cuplaj transversal expresia sa este:

$$g = \frac{|X_m|}{\sqrt{R_1 R_2}} = \frac{k\sqrt{X_1 X_2}}{\sqrt{R_1 R_2}} \simeq kQ \tag{5.63}$$

unde $R_1$ și $R_2$ sînt rezistențele serie de pierderi ale primarului, respectiv secundarului.

Acest indice depinde de frecvență prin intermediul lui $X_m$, dar, pentru abateri mici în jurul frecvenței de rezonanță, el poate fi considerat aproximativ constant, egal cu $kQ$.

Comportarea circuitului cuplat în raport cu frecvența depinde de valoarea lui $g$ în raport cu $b$.

Valoarea $k_{tr}$ a cuplajului $k$, corespunzătoare egalității $g = \sqrt{\frac{b}{2}}$ se numește *cuplaj de tranziție* și este o valoare semnificativă constituind cuplajul pentru care se face trecerea de la o comportare de un anumit tip, la o comportare de alt tip (forma caracteristicii de frecvență se schimbă — vezi paragraful 5.3.4).

* Fiind un circuit de cuplaj cu cuplaj longitudinal s-a utilizat definiția lui $k$ dată de relația (5.56).



Scanned with OKEN Scanner

Valoarea $k_{cr}$ a cuplajului $k$, corespunzătoare egalității $g = 1$, se numește *cuplaj critic*, și este de asemenea o valoare semnificativă. Se poate scrie:

$$k_{tr} = \frac{b}{2\sqrt{Q_1 Q_2}} \tag{5.64}$$

și

$$k_{cr} = \sqrt{\frac{1}{Q_1 Q_2}}\,. \tag{5.65}$$

În cazul circuitelor cuplate cu primar și secundar identice sau simetrice $Q_1 = Q_2$ $(b = 2)$ și atunci cuplajul de tranziție se confundă cu cel critic.

## 5.3.2. IMPEDANȚE REFLECTATE

Fie circuitul din figura 5.24. Dacă întrerupătorul din secundar este deschis, $I_2 = 0$, nu are loc transfer de energie din primar în secundar și curentul $I_1$ va avea valoarea $I_1^0$ ca și cum secundarul n-ar exista. Rezultă deci:

$$I_1 = I_1^0 = \frac{U_g}{Z_{s1} + j\omega L_1} = \frac{U_g}{Z_1} \tag{5.66}$$

unde $Z_1 = Z_{s1} + j\omega L_1$ este impedanța proprie a primarului.

Dacă se închide întrerupătorul din secundar, va apare un curent $I_2 \neq 0$ și din primar se va absorbi o energie suplimentară care va trece în secundar. Ca urmare, curentul din primar se va modifica, față de situația anterioară. Această modificare poate fi pusă pe seama unei impedanțe reflectate din secundar în primar, care poate fi introdusă în primar fie în serie, fie în derivație pe $L_1$. Dată fiind structura serie a primarului, este convenabil să lucrăm cu impedanța reflectată în serie.

În continuare, se va considera circuitul cuplat din figura 5.23, *a*, rezultatele putînd fi generalizate ușor și pentru alte tipuri de circuite cuplate. Cu notațiile din figura 5.23, *a* se poate scrie:

$$\begin{aligned} u_g &= R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_1}\int i_1\,dt + M\frac{di_2}{dt} \\ 0 &= R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C_2}\int i_2\,dt + M\frac{di_1}{dt} \end{aligned} \tag{5.67}$$

Trecînd la calculul cu mărimile complexe:

$$\begin{aligned} i_1 &= \mathrm{Re}\{I_1 e^{j\omega t}\}; \\ i_2 &= \mathrm{Re}\{I_2 e^{j\omega t}\}; \end{aligned} \qquad u_g = \mathrm{Re}\{U_g e^{j\omega t}\} \tag{5.68}$$

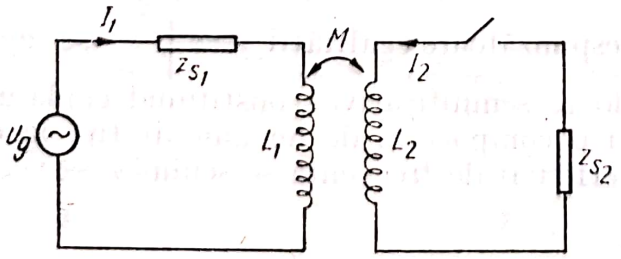



**Fig. 5.24.** Circuit pentru definirea fizică a impedanțelor reflectate.

ecuațiile (5.67) devin:

$$\begin{aligned} U_g &= R_1 I_1 + jX_1 I_1 + j\omega M I_2 \\ 0 &= R_2 I_2 + jX_2 I_2 + j\omega M I_1 \end{aligned} \tag{5.69}$$

unde $X_1 = \omega L_1 - \dfrac{1}{\omega C_1}$ și

$$X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\,. \tag{5.70}$$



Scanned with OKEN Scanner

Notînd $R_1 + jX_1 = Z_1$ — impedanța proprie a primarului și $R_2 + jX_2 = Z_2$ — impedanța proprie a secundarului, se obține:

$$\begin{aligned} U_g &= Z_1 I_1 + j\omega M I_2 \\ 0 &= Z_2 I_2 + j\omega M I_1. \end{aligned} \tag{5.71}$$

Eliminînd $I_2$ din cele două ecuații ale sistemului (5.71) rezultă:

$$I_1 = \frac{U_g}{Z_1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}} \tag{5.72}$$

și

$$I_2 = \frac{-j\,\omega M I_1}{Z_2}. \tag{5.73}$$

Mărimea $Z_{r1} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2}$ reprezintă tocmai impedanța reflectată în serie din secundar în primar și se poate pune sub forma:

$$Z_{r1} = \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + jX_2} = \frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} R_2 - j\,\frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} X_2 = R_{r1} + jX_{r1}. \tag{5.74}$$

Ca urmare, circuitul echivalent văzut în pr marul unui circuit cuplat se va prezenta ca în figura 5.25, în care:

$$R_{1t} = R_1 + R_{r1} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} R_2 \tag{5.75}$$

$$X_{1t} = X_1 + X_{r1} = X_1 - \frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} X_2. \tag{5.76}$$

Se observă că primarul simte din partea secundarului o rezistență reflectată care reduce factorul său de calitate și o reactanță reflectată care, în general, îl dezacordează modificîndu-i frecvența de rezonanță.

Frecvențele de rezonanță nu se schimbă și rămîn la valoarea $f_0$, numai dacă $X_1(f_0) = X_2(f_0) = 0$.

Eliminînd curentul $I_1$ din (5.72) și (5.73) se obține:

$$I_2 = \frac{\frac{-j\omega M}{Z_1} U_g}{Z_2 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_1}}. \tag{5.77}$$

Această relație arată că și circuitul secundar simte din partea primarului o impedanță reflectată de valoare $Z_{r2} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_1}$.

Generalizînd pentru orice sistem de circuite cuplate se poate arăta că impedanțele reflectate au expresiile:

$$Z_{r1} = \frac{X_m^2}{Z_2}; \quad Z_{r2} = \frac{X_m^2}{Z_1} \tag{5.78}$$

unde $X_m$ este reactanța de cuplaj.

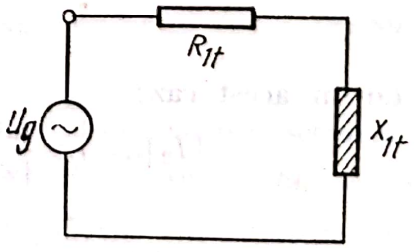



**Fig. 5.25.** Schema echivalentă raportată la primar pentru un circuit cuplat.



Scanned with OKEN Scanner

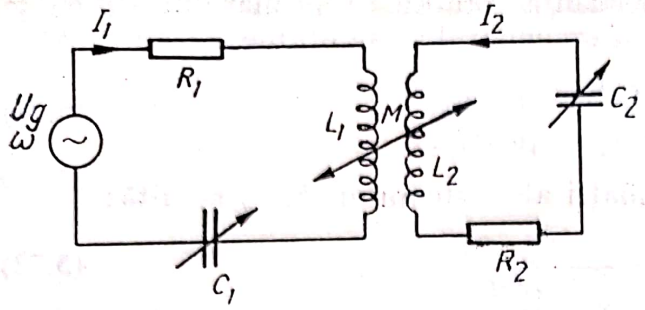



**Fig. 5.26.** Circuit cuplat cu elemente reglabile pentru obținerea rezonanței.

## 5.3.3. ACORDUL ȘI REZONANȚA CIRCUITELOR CUPLATE

În cele ce urmează se consideră un sistem de circuite cuplate alimentat în primar de un generator de tensiune sinusoidală, de pulsație $\omega$, fixă (fig. 5.26).

Corespunzător diferitelor posibilități de reglare, separată sau combinată, a celor trei elemente reglabile $C_1$, $C_2$, $M$, se definesc următoarele tipuri de rezonanță pentru sistemele de circuite cuplate:

— *rezonanța primarului* — în acest caz se variază numai $C_1$ pînă se obține un maxim pentru $I_1$ ceea ce determină și pentru $I_2$ un maxim;

— *rezonanța secundarului* — în acest caz se variază numai $C_2$ pînă se obține un maxim pentru $I_2$;

— *rezonanța complexă* — în acest caz se variază $C_1$ și $M$ sau $C_2$ și $M$ pînă se obține un $I_2$ maxim — maximorum;

— *rezonanța totală* — se variază $C_1$, apoi $C_2$ și apoi $M$, pentru a obține un curent $I_2$ maxim—maximorum.

*Rezonanța primarului* se produce atunci cînd reactanța totală $X_{1t}$ a primarului se anulează. Din (5.76) rezultă condiția de rezonanță a primarului.

$$X_1 = \frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} X_2 \tag{5.79}$$

iar din (5.72) și (5.73) se deduce valoarea maximă a curenților $I_1$ și $I_2$. Se vor nota aceste valori cu $I_{1\,max\,I}$ respectiv $I_{2\,max\,I}$. Rezultă:

$$|I_1|_{max\,I} = \frac{U_g}{R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} R_2} \tag{5.80}$$

și

$$|I_2|_{max\,I} = \frac{\omega M}{|Z_2|} \cdot \frac{U_g}{R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{|Z_2|^2} R_2} = \frac{U_g}{\frac{R_1 |Z_2|}{\omega M} + \frac{\omega M}{|Z_2|} R_2} \tag{5.81}$$

*Rezonanța secundarului* se obține atunci cînd $X_{2t} = 0$ adică atunci cînd:

$$X_2 = \frac{\omega^2 M^2}{|Z_1|^2} X_1 \tag{5.82}$$

iar în acest caz:

$$|I_2|_{max\,II} = \frac{\omega M}{|Z_1|} \cdot \frac{U_g}{R_2 + \frac{\omega^2 M^2}{|Z_1|^2} R_1} = \frac{U_g}{\frac{R_2 |Z_1|}{\omega M} + \frac{\omega M}{|Z_1|} R_1} \tag{5.83}$$

Curenții $|I_2|_{max\,I}$ și $|I_2|_{max\,II}$ admit valori maxime atunci cînd numitorul expresiei lor va fi minim. Deoarece numitorii sînt formați din doi termeni a căror produs este constant și egal cu $R_1 R_2$, minimul numitorilor corespunde



Scanned with OKEN Scanner

egalității celor doi termeni. Pentru egalarea celor doi termeni, practic, se poate acționa asupra lui $M$, obținînd astfel rezonanța complexă.

*Rezonanța complexă* se obține deci, fie modificînd $C_1$, fie modificînd $C_2$ pînă ce se obține $|I_2|_{max\ I}$ respectiv $|I_2|_{max\ II}$, și apoi modificînd $M$ pînă se obține $I_{2max \cdot max}$.

În primul caz, valoarea necesară a cuplajului $M$ rezultă din egalitatea:

$$\frac{R_1|Z_2|}{\omega M} = \frac{\omega M R_2}{|Z_2|}$$

de unde se deduce:

$$M_{opt.\ 1} = \frac{|Z_2|}{\omega}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \tag{5.84}$$

În al doilea caz se obține similar:

$$M_{opt.\ 2} = \frac{|Z_1|}{\omega}\sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \tag{5.85}$$

În ambele cazuri ale *rezonanței complexe* se obține:

$$|I_2|_{max \cdot max} = \frac{U_g}{2\sqrt{R_1 R_2}} \tag{5.86}$$

Din relațiile (5.84) și (5.85) rezultă:

$$R_1 = \frac{\omega^2 M^2_{opt\ 1}}{|Z_2|^2} R_2, \text{ și respectiv } R_2 = \frac{\omega^2 M^2_{opt\ 2}}{|Z_1|^2} R_1 \tag{5.87}$$

ceea ce arată că ambele cazuri de rezonanță complexă corespund *transferului maxim de putere* din primar în secundar, rezistența reflectată fiind egală cu cea proprie.

*Rezonanța totală* presupune acordul separat al primarului și secundarului pe frecvența $\omega$. Variind deci $C_1$ se realizează condiția $X_1(\omega) = 0$ și variind $C_2$ condiția $X_2(\omega) = 0$. În acest caz cuplajul optim este:

$$M_{opt} = M_{opt\ 1} = M_{opt\ 2} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\omega} \tag{5.88}$$

Curentul în secundar ia valoarea (5.86), iar coeficientul de cuplaj este:

$$k = \frac{M_{opt}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} = k_{cr} \tag{5.89}$$

Cu alte cuvinte, în cazul unui circuit cuplat avînd primarul și secundarul acordate pe aceeași frecvență $f = \frac{\omega}{2\pi}$, *transferul maxim de putere la frecvența de acord* $f$, se poate obține numai la cuplaj critic. Un astfel de circuit cuplat poate realiza, în anumite condiții, un transfer maxim de putere și în cazul unui cuplaj supracritic $k > k_{cr}$ (sau $g > 1$), dar acest transfer maxim nu are loc la frecvența de acord (vezi paragraful 5.3.4).



Scanned with OKEN Scanner

## 5.3.4. FRECVENȚE DE REZONANȚĂ, CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ ȘI CONDIȚII PENTRU REALIZAREA TRANSFERULUI MAXIM DE PUTERE IN CAZUL CIRCUITELOR CUPLATE

Fie circuitul cuplat din figura 5.23, *a*. Se va nota cu:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}}$$

frecvența proprie de rezonanță a circuitului primar și cu

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$$

frecvența proprie de rezonanță a circuitului secundar.

Impedanța proprie a primarului poate fi scrisă sub forma:

$$Z_1 = R_1(1 + jQ_1\beta_1) \tag{5.90}$$

unde:

$$Q_1 = \frac{\omega_1 L_1}{R_1},$$

$$\beta_1 = \frac{f}{f_1} - \frac{f_1}{f} = \frac{\omega}{\omega_1} - \frac{\omega_1}{\omega}$$

și

$$\omega_1 = 2\pi f_1,$$

iar impedanța proprie a secundarului sub forma:

$$Z_2 = R_2(1 + jQ_2\beta_2) \tag{5.91}$$

unde:

$$Q_2 = \frac{\omega_2 L_2}{R_2}$$

$$\beta_2 = \frac{f}{f_2} - \frac{f_2}{f} = \frac{\omega}{\omega_2} - \frac{\omega_2}{\omega}$$

și

$$\omega_2 = 2\pi f_2$$

Notînd $\omega M = X_m$, din (5.72), (5.73), (5.90) și (5.91) rezultă:

$$I_1 = \frac{U_g R_2(1 + jQ_2\beta_2)}{R_1R_2(1 + jQ_1\beta_1)\cdot(1 + jQ_2\beta_2) + X_m^2} \tag{5.92}$$

$$I_2 = \frac{-jX_mU_g}{R_1R_2(1 + jQ_1\beta_1)\cdot(1 + jQ_2\beta_2) + X_m^2} \tag{5.93}$$

Pe baza relațiilor (5.92) și (5.93) se poate reprezenta grafic variația curenților $I_1$ și $I_2$ în funcție de frecvență, adică se pot trasa grafic caracteristicile de frecvență (amplitudine-frecvență și fază-frecvență) pentru curenții din circuitul cuplat. De obicei, interesează variația modulului (amplitudinii) curenților, adică *caracteristicile amplitudine-frecvență*.



Scanned with OKEN Scanner

În continuare, se va studia variația normată a curentului $I_2$, în raport cu valoarea sa maximă posibilă, corespunzătoare transferului maxim de putere și dată de relația (5.86). Rezultă:

$$\frac{|I_2|}{|I_{2MM}|} = \frac{2g}{\sqrt{(1 + g^2 - Q_1Q_2\beta_1\beta_2)^2 + (Q_1\beta_1 + Q_2\beta_2)^2}} \tag{5.94}$$

unde $g$ este indicele de cuplaj definit prin relația (5.63). Studiul expresie (5.94) este în general complicat. El se simplifică dacă frecvențele $f_1$ și $f_2$ sînt apropiate, deoarece în jurul lor se poate considera $g$ aproximativ constant, egal cu $k\sqrt{Q_1Q_2}$, iar expresiile $\beta_1$ și $\beta_2$ pot fi aproximate astfel:

$$\beta_1 \cong \frac{2(f - f_1)}{f_1} \quad \text{și} \quad \beta_2 \simeq \frac{2(f - f_2)}{f_2}$$

O simplificare esențială a relației (5.94) se obține atunci cînd primarul și secundarul au frecvențe proprii de rezonanță egale. (Această situație este întîlnită adesea în practică.) În acest caz:

$$f_1 = f_2 = f_0; \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

și

$$\frac{|I_2|}{|I_{2\,MM}|} = \frac{2g}{\sqrt{(1 + g^2 - Q_1Q_2\beta^2)^2 + (Q_1 + Q_2)^2\beta^2}} \tag{5.95}$$

Termenul $\beta^2(Q_1 + Q_2)^2$, care apare la numitor, poate fi pus sub forma:

$$\beta^2(Q_1 + Q_2)^2 = \beta^2 Q_1Q_2 \frac{Q_1^2 + Q_2^2 + 2Q_1Q_2}{Q_1Q_2} = \beta^2Q^2(b + 2) \tag{5.96}$$

unde:

$Q = \sqrt{Q_1Q_2}$ este factorul mediu de calitate (5.61)

$b = \frac{Q_1}{Q_2} + \frac{Q_2}{Q_1}$ este factorul de asimetrie a pierderilor (5.62).

Ca urmare, relația (5.95) se poate pune sub forma:

$$\frac{|I_2|}{|I_2|_{MM}} = \frac{2g}{\sqrt{\beta^4Q^4 + \beta^2Q^2(b - 2g^2) + (1 + g^2)^2}} \tag{5.97}$$

unde în jurul lui $f_0$ numai $\beta$ este funcție de frecvență ($g \simeq kQ$ = constant).

Anulînd derivata în raport cu $\beta$ a funcției (5.97) se obține ecuația:

$$4Q^4\beta^3 + 2Q^2(b - 2g^2)\beta = 0 \tag{5.98}$$

care indică, în general, existența următoarelor trei puncte de extrem:

$$\beta_0 = 0$$

$$\beta_{M1,2} = \pm\frac{1}{Q}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}} \tag{5.99}$$

Sînt posibile trei cazuri:

a) *Cuplaj supratranzitiv* adică, $g^2 > \frac{b}{2}$. Vor exista trei frecvențe reale și distincte, pentru care amplitudinea lui $I_2$ prezintă cîte un extrem. Aceste frecvențe corespund dezacordurilor date de relațiile (5.99). Deoarece, din



Scanned with OKEN Scanner

figura 5.23, *a* se observă fizic că pentru $f \to 0$ și pentru $f \to \infty$, curentul $I_2 \to 0$, rezultă că, din cele trei frecvențe de extrem două *sînt frecvențe de maxim și una de minim* (nu poate fi altfel deoarece funcția $|I_2|$ e o funcție continuă și pozitivă). Ordonînd crescător aceste frecvențe rezultă că maximele corespund frecvențelor marginale, adică dezacordurilor $\beta_{M1,2}$ iar minimul corespunde frecvenței centrale $f_0$ adică lui $\beta_0 = 0$.

Deoarece, în general, $|\beta_{M1,2}| \ll 1$, frecvențele de maxim $f_{M1}$ și $f_{M2}$ pot fi explicitate astfel:

$$\left.\begin{aligned} f_{M1} &\simeq f_0\left(1 - \frac{1}{2Q}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}\right) \\ f_{M2} &\simeq f_0\left(1 + \frac{1}{2Q}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}\right) \end{aligned}\right\} \qquad (5.100)$$

și se poate spune că cele două puncte de maxim sînt simetric repartizate față de frecvența de rezonanță $f_0$.

Dacă $Q_1 = Q_2 = Q$, rezultă $b = 2$ și înlocuind $g = kQ$, expresia frecvențelor de maxim devine:

$$f_{M1,2} \simeq f_0\left(1 \pm \frac{1}{2}\sqrt{k^2 - \frac{1}{Q^2}}\right) \qquad (5.101)$$

Dacă $g^2 \gg \frac{b}{2}$ (în particular pentru $Q_1 = Q_2$, dacă $(kQ)^2 \gg 1$, relațiile (5.100), (5.101) se reduc la:

$$f_{M1,2} = f_0\left(1 \pm \frac{k}{2}\right) \qquad (5.102)$$

Valoarea maximă a curentului în secundar, se obține înlocuind $\beta_{M1,2}$ din (5.99) în (5.97). Rezultă:

$$\frac{|I_2|_{M1}}{|I_2|_{MM}} = \frac{|I_2|_{M2}}{|I_2|_{MM}} = \frac{2g}{\sqrt{1 + g^2(b+2) - \frac{b^2}{2}}} \qquad (5.103)$$

unde $b \geqslant 2$ și $g^2 > \frac{b}{2}$.

Analizînd această relație se constată următoarele:

— expresia (5.103) este subunitară pentru orice $b > 2$ și $g^2 > \frac{b}{2}$;

— expresia (5.103) devine egală cu unitatea numai pentru $b = 2$, indiferent de valoarea lui g.

Ca urmare se poate afirma că:

— într-un circuit cuplat avînd $Q_1 \neq Q_2$, $(b > 2)$ și cuplaj supratranzitiv *nu se poate obține transfer maxim de putere la nici o frecvență*;

— într-un circuit cuplat avînd $Q_1 = Q_2$, $(b = 2)$ și cuplaj $g > 1$ *se obține transfer maxim de putere*, dar *numai la frecvențele de maxim* $f_{M1}$ și $f_{M2}$.



Scanned with OKEN Scanner

Valoarea curentului secundar în punctul de minim adică la frecvența centrală de rezonanță $f_0$, ($\beta = 0$) va fi:

$$\frac{|I_2|_0}{|I_2|_{MM}} = \frac{2g}{1+g^2} \tag{5.104}$$

b) *Cuplaj de tranziție*, adică: $g^2 = \frac{b}{2}$. Cele trei puncte de extrem se confundă într-unul singur la frecvența $f_M = f_0$. Caracteristica de frecvență prezintă un singur maxim destul de plat.

Valoarea $g = \sqrt{\frac{b}{2}}$ se numește cuplaj de tranziție deoarece pentru această valoare a lui $g$ se face trecerea de la o caracteristică cu două maxime și un minim la o *caracteristică cu un singur maxim.*

Valoarea curentului în punctul de maxim este:

$$\frac{|I_2|_0}{|I_2|_{MM}} = \frac{2g}{1+g^2} = \frac{2\sqrt{2b}}{b+2} \tag{5.105}$$

Acest maxim capătă valoarea cea mai mare posibilă cînd $b = 2$, ceea ce înseamnă că în cazul cuplajului de tranziție se poate obține *transfer maxim de putere numai dacă* $Q_1 = Q_2$. Într-adevăr în acest caz cuplajul de tranziție coincide cu cel critic ($g = 1$) și se realizează *transferul maxim de putere la frecvența* $f_0$ și într-o bandă relativ largă în jurul lui $f_0$.

c) *Cuplaj subtranzitiv*, adică $g^2 < \frac{b}{2}$. Mărimile $\beta_{M1,2}$ sînt imaginare și există *un singur punct de maxim la frecvența* $f_0$:

$$\frac{|I_2|_0}{|I_2|_{MM}} = \frac{2g}{1+g^2} \leqslant 1 \tag{5.106}$$

Dacă $Q_1 \neq Q_2$, în intervalul $g < \sqrt{\frac{b}{2}}$ se găsește valoarea $g = 1$ adică cuplajul critic care, odată ales, permite obținerea unui transfer maxim de putere la frecvența $f_0$.

Dacă $Q_1 = Q_2$, cuplajul subtranzitiv coincide cu cel subcritic și nu se poate realiza transfer maxim de putere la nici-o frecvență.

În figura 5.27 sînt prezentate caracteristicile de frecvență (curbele de rezonanță) pentru un circuit cuplat considerînd diferite valori ale indicelui de cuplaj $g$. S-a presupus:

$$g_1 > g_2 = \sqrt{\frac{b}{2}} > g_3 = 1 > g_4$$

și

$$Q_1 \neq Q_2 \quad \text{adică} \quad b > 2.$$

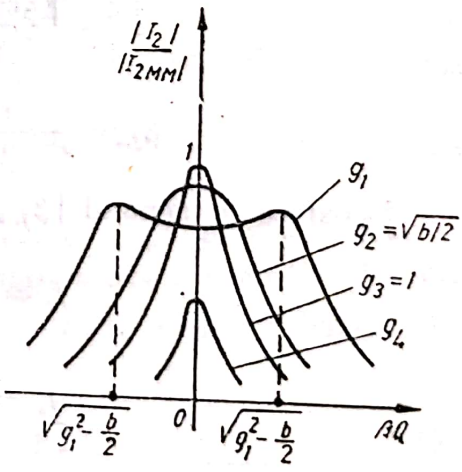



**Fig. 5.27.** Caracteristici de frecvență posibile pentru un circuit cuplat avînd $Q_1 \neq Q_2$

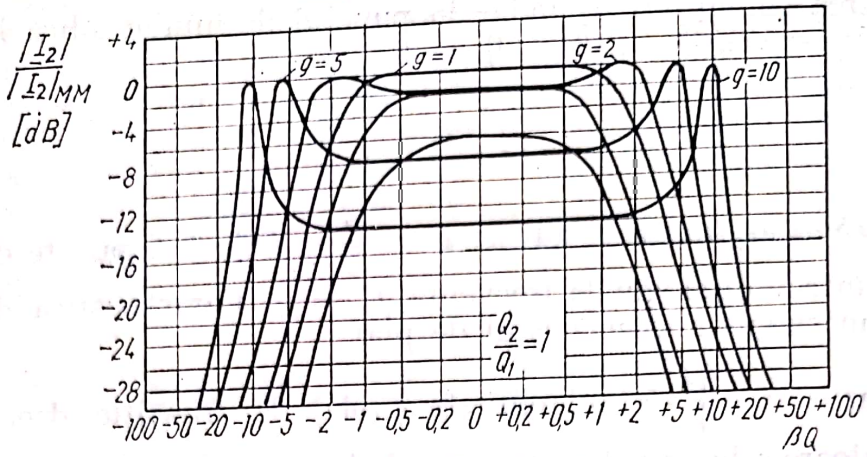



**Fig. 5.28.** Caracteristici de frecvență pentru circuite cuplate avînd $Q_1 = Q_2$.

În figura 5.28 sînt prezentate aceleași caracteristici de frecvență pentru cazul $Q_1 = Q_2$ adică $b = 2$. În acest caz cuplajul de tranziție și cel critic coincid.

## 5.3.5. BANDA DE TRECERE A CIRCUITELOR CUPLATE

Pentru cazul cînd caracteristica de frecvență prezintă un singur maxim, banda de trecere se definește ca diferența frecvențelor $f_s$ și $f_j$ pentru care amplitudinea curentului $I_2$ se reduce cu 3dB față de valoarea ei maximă. Frecvențele $f_s$ și $f_j$ se deduc din relația (5.97) punînd condițiile:

$$\left.\frac{|I_2|}{|I_2|_{MM}}\right|_{f=f_j} = \left.\frac{|I_2|}{|I_2|_{MM}}\right|_{f=f_s} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{|I_2|_0}{|I_2|_{MM}} = \frac{g\sqrt{2}}{1+g^2} \tag{5.107}$$

Problema se rezolvă simplu în cazul cup'ajului de tranziție cînd $g^2 = b/2$ și condițiile de mai sus conduc la ecuația:

$$\frac{2g}{\sqrt{\beta^4 Q^4 + (1+g^2)^2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot g}{1+g^2}$$

sau

$$\beta_{j,s} = \pm \frac{1}{Q}\sqrt{1+g^2} = \pm \frac{1}{Q}\sqrt{1+\frac{b}{2}}$$

Deoarece în general $|\beta_{j,s}| \ll 1$, rezultă:

$$f_j = f_0\left[1 - \frac{1}{2Q}\sqrt{1+\frac{b}{2}}\right]$$

$$f_s = f_0\left[1 + \frac{1}{2Q}\sqrt{1+\frac{b}{2}}\right]$$

unde $Q = \sqrt{Q_1 Q_2}$

$$B_{3dB} = f_s - f_j = \frac{f_0}{Q}\sqrt{1+\frac{b}{2}} \tag{5.108}$$



Scanned with OKEN Scanner

Valoarea minimă a lui $b$ fiind 2, rezultă că, pentru cuplajul de tranziție, banda de trecere a unui sistem de circuite cuplate se lărgește de cel puțin $\sqrt{2}$ ori față de banda de trecere a unui circuit oscilant simplu.

Pentru $Q_1 = Q_2$, cuplajul de tranziție coincide cu cel critic și banda devine:

$$B_{cr}|_{Q_1=Q_2} = \frac{f_0}{Q}\sqrt{2} \qquad (5.109)$$

Pentru cazul caracteristicii de frecvență cu două maxime (fig. 5.29), deoarece frecvența de minim $f_0$ cade în banda de trecere, pentru a nu avea în bandă neuniformități mai mari de 3 dB, trebuie să se pună condiția:

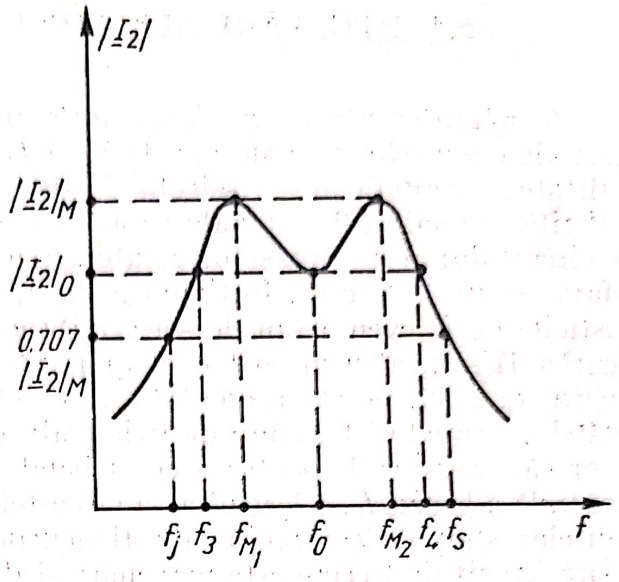



Fig. 5.29. Moduri posibile de definire a benzii de trecere pentru circuite cuplate.

$$|I_2|_0 \geqslant \frac{|I_2|_M}{\sqrt{2}} \qquad (5.110)$$

condiție care limitează valoarea maximă ce poate fi aleasă pentru indicele de cuplaj $g$ (de exemplu pentru $Q_1 = Q_2$, adică pentru $b = 2$ rezultă $g \leqslant 1 + \sqrt{2} = 2{,}41$).

Dacă această condiție este satisfăcută, banda de trecere se definește în sens Cebîșev, ca diferența între frecvența $f_4$ și $f_3$ la care $|I_2| = |I_2|_0$.

Egalînd relațiile (5.97) și (5.104) se obține ecuația:

$$\beta^4 Q^4 + \beta^2 Q^2 (b - 2g^2) + (1 + g^2)^2 = (1 + g^2)^2$$

de unde se deduc valorile $\beta_{3,4}$ corespunzătoare frecvențelor $f_3$ și $f_4$. Se obține:

$$\beta_{3,4} = \pm \frac{1}{Q}\sqrt{2g^2 - b} = \pm \frac{\sqrt{2}}{Q}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}$$

și

$$f_{3,4} = f_0\left[1 \pm \frac{\sqrt{2}}{2Q}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}}\right]$$

Astfel, banda de trecere rezultă:

$$B = \sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q}\sqrt{g^2 - \frac{b}{2}} \qquad (5.111)$$

Pentru o bandă cît mai largă, mărimea $b$ fiind de obicei dată, vom alege pentru $g$, valoarea sa maximă care mai satisface condiția (5.110).

Dacă $g^2 \gg \frac{b}{2}$ (în particular, dacă $Q_1 \simeq Q_2$ și $g^2 \gg 1$), banda în sens Cebîșev mai poate fi scrisă astfel:

$$B \simeq g\sqrt{2}\,\frac{f_0}{Q} \simeq k\sqrt{2} f_0 \qquad (5.112)$$

unde $g$, respectiv $k$, nu trebuie să depășească valorile maxime corespunzătoare condiției (5.110).



Scanned with OKEN Scanner

*Comparație între circuitele oscilante simple și cuplate.* Principalele utilizări ale circuitelor oscilante au la bază *proprietățile lor selective*, adică posibilitatea acestora de a selecta dintr-o mulțime de semnale de frecvență diferită, numai acele semnale ce au frecvența cuprinsă în banda de trecere a circuitului respectiv și de a atenua mult semnalele avînd frecvența în afara benzii de trecere. În figura 5.30, *a*, sînt desenate, orientativ, caracteristicile de frecvență sau de selectivitate pentru un circuit oscilant simplu (curba 1) și pentru un sistem de circuite oscilante cuplate (curba 2), iar în figura 5.30, *b* este prezentată o caracteristică ideală de selectivitate (o astfel de caracteristică nu este fizic realizabilă). Din aceste figuri se constată ușor că, în general, pentru aceeași bandă de trecere $B$ și aceeași frecvență centrală a benzii $f_0$, selectivitatea circuitelor cuplate este mai bună ca a circuitelor simple deoarece panta flancurilor caracteristicii de frecvență în afara benzii de trecere este mai mare și deci atenuarea frecvențelor laterale benzii de trecere este mai mare.

Într-adevăr, dacă se derivează în raport cu frecvența expresia caracteristicii de frecvență se constată că într-o primă aproximație panta flancurilor este proporțională cu $Q^2$ ($Q$ fiind factorul de calitate la frecvența $f_0$), pentru circuitele oscilante simple și cu $Q^4$, pentru circuitele cuplate. În plus, dacă se are în vedere expresia benzii de trecere se constată că la aceeași bandă de trecere sînt necesari, în cazul circuitelor cuplate, factori de calitate mai mari decît în cazul circuitelor oscilante simple și ca urmare, panta flancurilor crește și mai mult, iar selectivitatea se îmbunătățește. Pentru *circuitele oscilante simple, banda* este:

$$B = \frac{f_0}{Q}$$

iar pentru *circuite oscilante cuplate*:

$$B = A\frac{f_0}{Q}$$

unde $A$ este o constantă în general supraunitară, cu valori uzuale între $\sqrt{2}$ și 3,1.

Pentru aprecierea selectivității, în afară de panta flancurilor (exprimată de obicei în dB/KHz), se utilizează des precizarea *atenuării* introduse de circuit la frecvențele $f_0 \pm B$. Cu cît această atenuare va fi mai mare cu atît selectivitatea va fi mai bună. Rațiunea utilizării acestui indicator constă

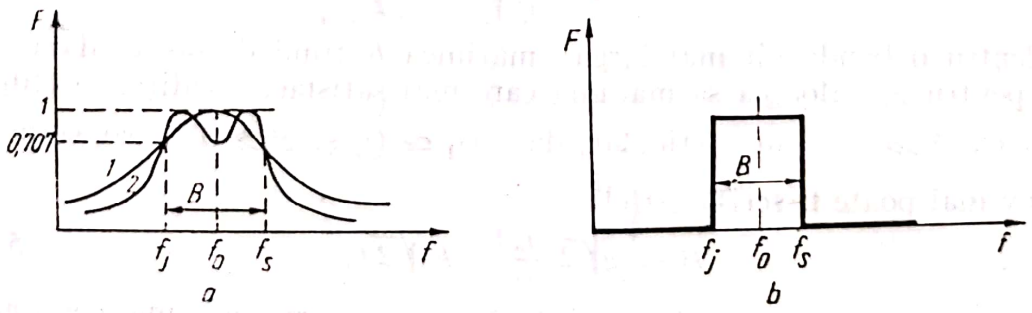



**Fig. 5.30.** Caracteristici de selectivitate:
*a* — reală; *b* — ideală.



Scanned with OKEN Scanner

în faptul că, în cazul existenței mai multor canale de transmisie a informației, repartizate uniform pe axa frecvențelor, $f_0 \pm B$ reprezintă frecvența centrală a canalelor adiacente canalului de frecvență centrală $f_0$. Mai concret, în cazul sistemelor care utilizează transmisia informației prin intermediul unui semnal purtător, $f_0 \pm B$ reprezintă frecvențele purtătoare ale canalelor vecine canalului de frecvență purtătoare $f_0$ (așa de exemplu, în radiodifuziunea cu modulație în amplitudine, fiecărui post de emisie i se alocă o bandă de 9kHz -- cîte 4,5 kHz în dreapta și stînga frecvenței purtătoare — — diferența dintre două frecvențe purtătoare vecine fiind de 9 kHz).

Calculînd aceste atenuări, se constată că un *circuit oscilant simplu atenuează frecvențele* $f_0 \pm B$, de $\sqrt{5} = 2{,}23$ ori, în timp ce un sistem de *circuite cuplate la cuplaj critic cu* $b = 2$ atenuează de $\sqrt{17} = 4{,}1$ ori, iar în cazul cînd $b = 2$ și $g = 2{,}41$ se obține o atenuare de cca 7 ori.

Rezultă deci că, *față de un circuit oscilant simplu, atenuarea asigurată de circuitele cuplate la frecvența purtătoare a canalelor vecine este de două-trei ori mai mare*. Din acest motiv circuitele cuplate se utilizează acolo unde avem nevoie de o selectivitate bună. Din același motiv ele se mai numesc și *filtre de bandă*. Circuitele cuplate au totuși un *dezavantaj* destul de important: modificarea frecvenței de rezonanță $f_0$ se face greu deoarece pentru a păstra neschimbate caracteristicile circuitului *sînt necesare trei elemente reglabile — reactanța primarului, reactanța secundarului* și *reactanța de cuplaj*. Modificarea simultană, dintr-un singur buton a celor trei reactanțe este aproape imposibilă și din acest motiv *circuitele cuplate lucrează aproape întotdeauna pe frecvență fixă*.

*Circuitele oscilante simple* au *dezavantajul unei selectivități reduse* dar au *avantajul modificării foarte simple a frecvenței de rezonanță*. De aceea ele se utilizează ori de cîte ori se dorește separarea unei anumite benzi în jurul unor frecvențe centrale modificabile. În majoritatea cazurilor se urmărește separarea unei benzi $B$ în jurul unor frecvențe $f_0$ diferite, lucru care nu este posibil dacă se utilizează numai circuite oscilante simple deoarece banda acestora este $B = f_0/Q$, și de obicei $Q$ rămîne constant sau scade la creșterea frecvenței $f_0$.

Astfel, selectivitatea circuitelor oscilante simple este foarte redusă la frecvențe $f_0$ mari, mai ales dacă banda ce trebuie selectată este mult mai mică decît frecvența de acord $f_0$.

Pentru realizarea unui sistem cu selectivitate constantă se utilizează o combinație electronică între circuitele oscilante simple (care au avantajul modificării simple a frecvenței de rezonanță) și circuitele cuplate (care lucrînd pe o frecvență fixă, au o bună selectivitate), combinație ce are la bază principiul schimbării de frecvență.

Dintre *tipurile de circuite cuplate* cel mai *des utilizate* sînt cele cu *cuplaj inductiv prin inductivitate mutuală* (fig. 5.20,*a*) și cele cu *cuplaj capacitiv prin capacitate longitudinală* (fig.5.20,*d*).

*Circuitele cu cuplaj prin inductivitate mutuală* au dezavantajul că sînt voluminoase deoarece pentru realizarea unui coeficient de cuplaj mic ($k \simeq \simeq 1 - 3\%$) bobinele, primară și secundară, trebuie depărtate la 2—3 centimetri și ca urmare ansamblul nu se pretează la miniaturizare. În schimb, ecranarea întregului circuit se face simplu, prin introducerea lui într-un ecran cilindric sau paralelipipedic din tablă de aluminiu sau cupru.

*Circuitele cu cuplaj capacitiv* au dezavantajul că necesită o extrem da bună ecranare magnetică între primar și secundar (din acest motiv bobine



Scanned with OKEN Scanner

primară și cea secundară se realizează separat pe *miezuri tip oală din ferită*, miezuri care, avînd circuit magnetic închis, reduc la minim fluxul magnetic de scăpări și se ecranează suplimentar cu carcasă din tablă de cupru, aluminiu, alamă sau fier), dar au avantajul major că se pretează foarte bine la miniaturizare (dacă sînt bine ecranate circuitele primar și secundar pot fi plasate oricît de aproape), motiv pentru care sînt utilizate în aparatura miniaturizată, tranzistorizată sau portabilă.

Alte *utilizări ale circuitelor oscilante* au la bază următoarele proprietăți:

— *circuitul oscilant serie* este singurul circuit pasiv cu *proprietăți de amplificare în tensiune la frecvența de rezonanță*;

$$|U_L(\omega_0)| = |U_C(\omega_0)| = Q \cdot U_{\text{intrare}}$$

— *circuitul oscilant derivație* este singurul circuit pasiv cu *proprietăți de amplificare în curent la frecvența de rezonanță*;

$$|I_L(\omega_0)| = |I_C(\omega_0)| = Q \cdot I_{\text{intrare}}$$

— *circuitele oscilante simple sau cuplate* pot fi utilizate ca *transformatoare de impedanță* pentru a realiza adaptarea (adică transferul maxim de putere) între un generator dat și o sarcină dată, atunci cînd acest lucru nu e posibil prin cuplarea directă a sarcinii la bornele generatorului.

## 5.5. TRANSFORMATORUL ELECTRIC

### 5.5.1. GENERALITĂȚI

Transformatorul electric este un asnsamblu de două sau mai multe bobine cuplate inductiv foarte strîns (coeficient de cuplaj $k \simeq 1$), între care se poate realiza, în curent alternativ, un transfer de putere cu randament apropiat de unitate. Bobina la bornele căreia se aplică sursa de alimentare se numește *înfășurare primară*, iar celelalte la care se conectează diferiți consumatori se numesc *înfășurări secundare*. Pentru obținerea cuplajului magnetic foarte strîns înfășurările transformatorului sînt bobinate, de obicei, pe un miez magnetic, care are rolul de a concentra liniile de cîmp datorită unei mari permeabilități magnetice.

*Miezul magnetic* poate fi *deschis*, cînd circuitul magnetic se închide prin aer, figura 5.31, *a* sau *închis*, cînd circuitul magnetic se închide aproape în totalitate prin miez, figurile 5.31, *b*, *c*. În primul caz fluxul magnetic

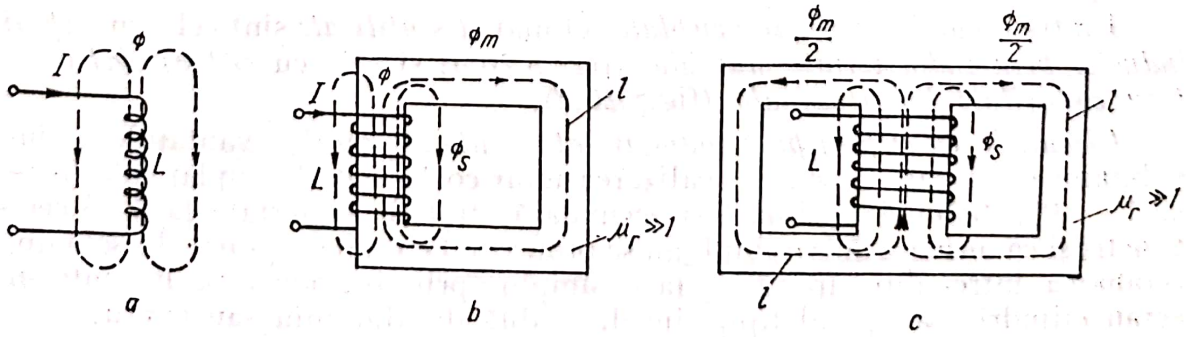



**Fig. 5.31.** Circuitul magnetic al unei bobine:
*a* — cu miez magnetic deschis; *b,c* — cu miez magnetic închis.

al bobinei se dispersează în întreg spațiul înconjurător, iar în al doilea caz el este concentrat, aproape în totalitate, în interiorul miezului magnetic. Această proprietate a materialelor magnetice este cu atît mai pronunțată cu cît permeabilitatea magnetică relativă $\mu_r$ este mai mare.*

*Cuplajul magnetic strîns*, în cazul a două sau mai multe bobine, se poate obține constructiv, fie prin *bobinarea* înfășurărilor *pe un același miez magnetic închis* (fig. 5.31, *b*, *c*), fie prin *bobinarea simultană* a lor, într-un singur strat, pe o aceeași carcasă, cu sau fără miez magnetic, astfel încît bobinele să se suprapună aproape perfect (fig. 5.32). *Prima modalitate* este aplicabilă pentru realizarea *transformatoarelor destinate oricărui domeniu de frecvență* deși la frecvențe mari apar unele limitări datorită scăderii permeabilității magnetice $\mu_r$, precum și creșterii pierderilor de putere în miezul magnetic.

*A doua modalitate* este aplicabilă, practic, numai la *frecvențe foarte mari* (peste 1 MHz) unde, datorită numărului mic de spire necesar, bobina primară și bobinele secundare pot fi bobinate simultan pe un singur strat, fără a obține un gabarit exagerat de mare. De obicei acest tip de transformatoare, pentru frecvențe foarte înalte, are un singur secundar și în acest caz se numesc *transformatoare bifilare* (fig. 5.32). Ele pot fi cilindrice sau toroidale.

*Transformatorul bifilar cilindric* (fig. 5.32, *a*, *b*) are avantajul că se bobinează simplu, dar are dezavantajul că fluxul său magnetic se dispersează în tot spațiul înconjurător și poate provoca perturbații mari în circuitele vecine. Pentru a evita această situație se recurge la ecranarea magnetică a transformatorului, ecranare care la frecvențe mari se realizează ușor prin închiderea transformatorului într-o carcasă din tablă de cupru, aluminiu sau fier.

*Transformatorul bifilar toroidal* (fig. 5.32, *c*) are dezavantajul că se bobinează mai greu, dar are avantajul esențial că nu produce flux magnetic în exteriorul său. Cu toate acestea și el se ecranează magnetic pentru a fi ferit de influența unor cîmpuri magnetice străine.

Se consideră bobina cu miez magnetic închis din figura 5.31, *b* sau *c*. Fluxul magnetic $\Phi$ creat de această bobină poate fi descompus în două componente: o componentă $\Phi_m$ care se închide prin miez și o componentă

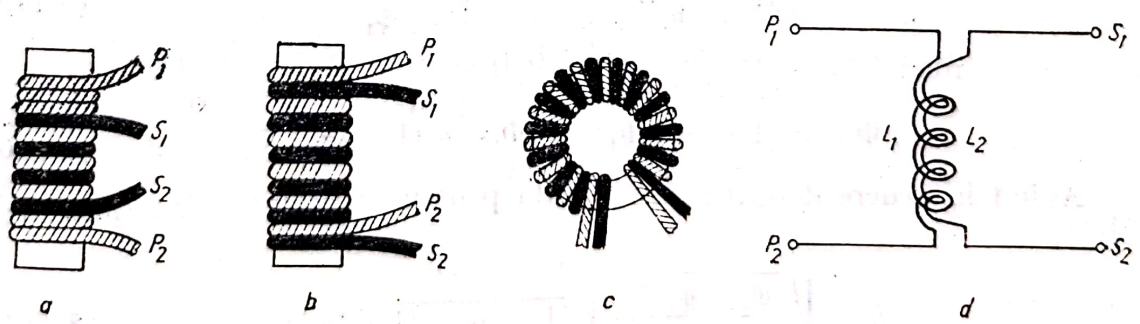



**Fig. 5.32.** Transformatoare bifilare:
*a* – cilindric, cu raport de transformare subunitar; *b* – cilindric, cu raport de transformare $n = 1$; *c* – toroidal, cu $n = 1$; *d* – simbol.

---

* $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$, unde $\mu$ este permeabilitatea absolută a materialului respectiv iar $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m este permeabilitatea absolută a vidului sau, cu o aproximație foarte bună, a aerului.



Scanned with OKEN Scanner

$\Phi_s$ care se închide prin aer și pe care o vom denumi *flux de scăpări* sau de *dispersie*. Fluxul de scăpări este cu atît mai redus cu cît permeabilitatea magnetică relativă a miezului, $\mu_r$, este mai mare. Pentru $\mu_r \to \infty$ fluxul $\Phi_s$ va tinde la zero. Raportul dintre $\Phi_s$ și $\Phi$ se numește *coeficient de scăpări al bobinei L față de miez* și se notează cu $\sigma_m$:

$$\sigma_m = \frac{\Phi_s}{\Phi} \sim \frac{1}{\mu_r} \tag{5.113}$$

În mod uzual bobinele cu miez magnetic închis au un coeficient de scăpări față de miez de cca 1—5%.

Coeficientul de scăpări este o constantă adimensională ce depinde numai de geometria bobinei, de geometria și de permeabilitatea magnetică a miezului. Astfel miezul din figura 5.31, *c*, unde bobina se realizează pe coloana centrală, determină un coeficient de scăpări mai mic decît miezul din figura 5.31, *b*, datorită existenței celor două coloane laterale, care constituie o cale de șunt pentru cîmpul magnetic. Acest tip de miez (fig. 5.31, *c*) se numește *miez în manta*.

Se consideră, în continuare, două bobine plasate arbitrar în spațiu (fig. 5.33, *a*). Fluxul magnetic $\Phi$ creat de fiecare bobină poate fi descompus în două componente: o componentă utilă $\Phi_u$ care străbate cealaltă bobină și o componentă pe care o vom denumi de dispersie sau de scăpări, $\Phi_s$, care nu străbate cealaltă bobină. Notînd cu $\Phi_1$ și $\Phi_2$ fluxurile proprii create de cele două bobine se poate scrie:

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \Phi_{u1} + \Phi_{s1} \\ \Phi_2 &= \Phi_{u2} + \Phi_{s2} \end{aligned} \tag{5.114}$$

unde: $\Phi_{u1}$ este acea parte din fluxul $\Phi_1$, care străbate bobina 2;
$\Phi_{u2}$ este acea parte din fluxul $\Phi_2$, care străbate bobina 1;
$\Phi_{s1}$ este fluxul de dispersie al bobinei 1 față de 2;
$\Phi_{s2}$ este fluxul de dispersie al bobinei 2 față de 1.

Se definesc *coeficienții de scăpări* sau *de dispersie* ai unei bobine față de cealaltă bobină, astfel:

$$\sigma_{12} = \frac{\Phi_{s1}}{\Phi_1}; \qquad \sigma_{21} = \frac{\Phi_{s2}}{\Phi_1} \tag{5.115}$$

de unde rezultă:

$$\Phi_{u1} = (1 - \sigma_{12})\Phi_1; \qquad \Phi_{u2} = (1 - \sigma_{21})\,\Phi_2 \tag{5.116}$$

Avînd în vedere definiția (5.52) dată pentru *coeficientul de cuplaj*, rezultă:

$$k = \sqrt{\frac{\Phi_{u1}}{\Phi_1}\,\frac{\Phi_{u2}}{\Phi_2}} = \sqrt{(1 - \sigma_{12})\,(1 - \sigma_{21})}, \tag{5.117}$$

relație care arată că un cuplaj puternic se poate obține numai dacă se reduc coeficienții de dispersie.

Dacă bobinele sînt realizate pe același miez magnetic închis (fig. 5.33, *b*, *c*) se poate scrie:

$$\sigma_{12} = \sigma_{1m} \qquad \text{și} \qquad \sigma_{21} = \sigma_{2m}$$



Scanned with OKEN Scanner

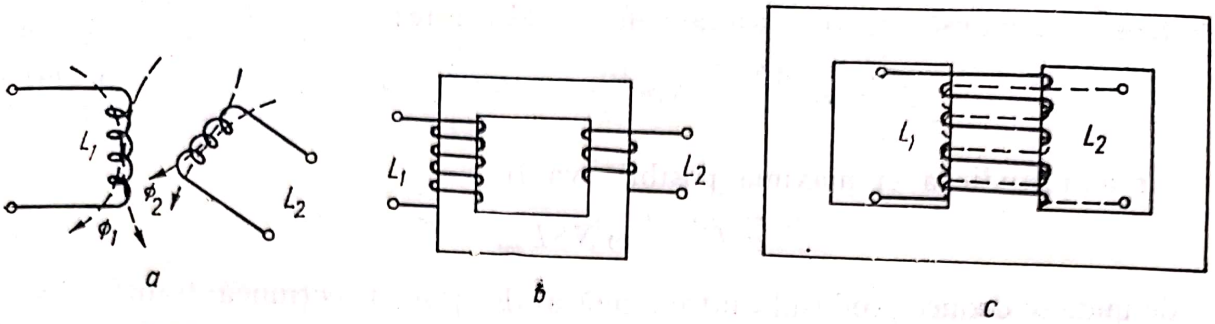



Fig. 5.33. Definirea coeficientului de scăpări pentru un ansamblu de două bobine: *a* — cazul general; *b,c* — bobine avînd același miez magnetic.

unde $\sigma_{1m}$ și $\sigma_{2m}$ sînt coeficienții de dispersie față de miez ai celor două bobine.

Pentru simplificare se notează:

$$\sigma_{1m} = \sigma_1 \quad \text{și} \quad \sigma_{2m} = \sigma_2.$$

Expresia coeficientului de cuplaj magnetic dintre cele două bobine devine în acest caz:

$$k = \sqrt{(1-\sigma_1)\cdot(1-\sigma_2)} = \sqrt{1-(\sigma_1+\sigma_2)+\sigma_1\sigma_2} \simeq \sqrt{1-\sigma} \quad (5.118)$$

unde:

$$\sigma = \sigma_1 + \sigma_2 \gg \sigma_1\sigma_2 \quad (5.119)$$

se numește *coeficient total de scăpări al transformatorului*. Din (5.118) rezultă:

$$\sigma \simeq 1 - k^2 \quad (5.120)$$

și deoarece $1 - k^2 = (1 + k)(1 - k) \simeq 2(1 - k)$ se mai poate scrie:

$$\frac{\sigma}{2} \simeq 1 - k$$
$$k \simeq \sqrt{1-\sigma} \simeq 1 - \frac{\sigma}{2} \quad (5.121)$$

În general, datorită simetriei geometrice a transformatorului, bobinele (fig. 5.33, *b*, *c*) au coeficienți de dispersie egali, ceea ce permite scrierea, pe baza relației (5.118), a relațiilor exacte:

$$k = 1 - \frac{\sigma}{2} \quad \text{și}$$
$$\sigma_1 = \sigma_2 = \frac{\sigma}{2} = 1 - k \quad (5.122)$$

*Elemente ce determină gabaritul și randamentul transformatoarelor.* Pentru a obține transformatoare cu un gabarit redus trebuie folosite miezuri realizate din materiale magnetice cu inducție de saturație ($B_{sat}$) cît mai mare. Într-adevăr, în cazul funcționării unui transformator în regim sinusoidal cu:

$$B = B_{max} \sin \omega t,$$

tensiunea indusă într-o înfășurare de $N$ spire este:

$$u_N = N \frac{d\Phi}{dt} = NS \frac{dB}{dt} = \omega NSB_{max} \cos \omega t \qquad (5.123)$$

ar amplitudinea ei maximă posibilă va fi:

$$U_N = \omega NSB_{sat}$$

de unde se deduce produsul dintre numărul de spire și secțiunea transformatorului:

$$NS = \frac{U_N}{\omega B_{sat}}. \qquad (5.124)$$

Acest produs arată că, pentru o tensiune de amplitudine și frecvență dată gabaritul transformatorului depinde indirect și de putere, deoarece aceasta determină mărimea curenților și, implicit, diametrul conductoarelor de bobinaj. Relația (5.124) arată, de asemenea, că transformatoarele lucrînd la frecvențe mari au gabarit mai redus, fapt pentru care pe nave maritime și pe avioane, unde greutatea trebuie redusă la minim, tensiunea de alimentare a aparaturii electrice are frecvența de 400 Hz, în loc de 50 Hz, cît este frecvența tensiunii în rețeaua de distribuție a energiei electrice la sol.

Materialele feromagnetice (materiale magnetice pe bază de fier) au, în general, inducții de saturație cuprinse între 1,2 și 1,8 Tesla*, iar materialele ferimagnetice (materiale magnetice pe bază de oxizi ai fierului — — ferite —) au inducții de saturație mai mici, cuprinse între 0,3 și 0,5 Tesla. Ca urmare, la frecvențe joase, se vor obține gabarite mici numai cu miezuri feromagnetice, în timp ce la frecvențe înalte pot fi utilizate și miezuri ferimagnetice deoarece valoarea mai mică a inducției lor de saturație este compensată de creșterea frecvenței. De fapt, miezurile feromagnetice nici nu s-ar putea folosi peste 10—20 kHz din cauza pierderilor mari de putere pe care le introduc, astfel că singurele miezuri utilizabile la frecvențe înalte, sînt cele din ferită.

*Pierderile de putere din miez* apar datorită *energiei cheltuite pentru orientarea și reorientarea domeniilor magnetice în sensul cîmpului*, precum și datorită *curenților turbionari induși în miez*. În primul caz pierderile se numesc *pierderi prin histerezis magnetic* sau prin *vîscozitate magnetică* și sînt proporționale cu frecvența $f$, a tensiunii din primar (într-o secundă domeniile magnetice trebuie orientate și reorientate de $f$ ori). Aceste pierderi pot fi reduse utilizînd materiale magnetice moi (materiale cu vîscozitate magnetică mică), adică materiale care se saturează în cîmpuri magnetice relativ mici.

*Pierderile prin curenți turbionari* sînt proporționale cu pătratul frecvenței și invers proporționale cu rezistivitatea electrică a miezului. Pentru reducerea lor sînt necesare, mai ales în cazul lucrului la frecvențe înalte, miezuri cu rezistivitate cît mai mare. Această condiție e bine satisfăcută de materialele ferimagnetice care au rezistivități mari de ordinul $10^2$ — — $10^6$ Ωm, motiv pentru care, avînd în vedere și inducția de saturație mai mică decît la feromagnetice, ele sînt utilizate numai la frecvențe mari.

---

* 1 Tesla = 1 Ts = $\frac{1 \text{ Wb}}{\text{m}^2}$ = $10^4$ gauss



Scanned with OKEN Scanner

Materialele feromagnetice au rezistivități mici de ordinul $10^{-7}$—$10^{-6}$ Ωm, din care cauză pentru a reduce pierderile prin curenți turbionari, miezurile feromagnetice nu se realizează sub formă masivă ci numai sub forma unui pachet de tole izolate electric.

## 5.5.2. SCHEME ECHIVALENTE

Se presupune un transformator (fig. 5.34) alimentat de un generator cu tensiunea $U_g$ și impedanță proprie $Z_g$ și care lucrează în secundar pe o sarcină $Z_s$.

Primarul transformatorului este caracterizat prin numărul de spire $N_1$, inductivitatea $L_1$, rezistența ohmică $r_1$ și coeficientul de scăpări $\sigma_1$, iar secundarul său prin: $N_2$, $L_2$, $r_2$, respectiv $\sigma_2$.

Raportul $n = \frac{N_1}{N_2}$ se numește *raport de transformare*. Deoarece primarul și secundarul au același circuit magnetic și deoarece inductivitatea unei bobine este proporțională cu pătratul numărului de spire, rezultă următoarea relație între inductivitățile $L_1$ și $L_2$:

$$\frac{L_1}{L_2} = \frac{N_1^2}{N_2^2} = n^2$$

sau

$$L_1 = n^2 L_2 \tag{5.125}$$

Schema echivalentă a transformatorului poate fi dedusă scriind și prelucrînd ecuațiile lui Kirchhoff pentru circuitul din figura 5.34. Se preferă deducerea schemei echivalente urmărind pas cu pas procesele fizice, pentru o mai bună înțelegere a acestora.

Dacă transformatorul are secundarul în gol, schema sa echivalentă se reduce doar la impedanța primarului, iar curentul în primar ia o valoare $I_{10}$ (curent de gol). Acest curent de gol se compune dintr-un curent de magnetizare $I_m$, care produce fluxul magnetic în miez și dintr-un curent $I_p$ corespunzător pierderilor de putere activă din miez $I_{10} = I_m + I_p$.

Dacă în secundar se conectează acum sarcina $Z_s$, curentul în primar se va modifica cu o valoare $\Delta I_1$, astfel că expresia generală a curentului în primar va fi:

$$I_1 = I_{10} + \Delta I_1$$

Astfel, transformatorul privit din primar se prezintă ca doi consumatori legați în paralel, unul consumînd curentul $I_{10}$ și celălalt curentul $\Delta I_1$. Impedanța celui de-al doilea consumator este tocmai impedanța reflectată din secundar în primar. În general curenții $I_{10}$ și $\Delta I_1$ nu sînt în fază. Neglijînd pierderile în transformator și considerînd o sarcină pur rezistivă ($Z_s = R_s$), în regim sinusoidal, curentul $\Delta I_1$ va fi în fază cu tensiunea $U_1$ din primar, iar $I_{10}$ va fi defazat în urmă cu $\pi/2$ (fig. 5.35).

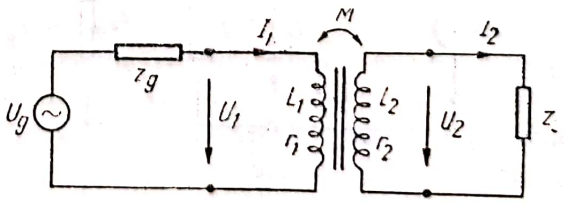



Fig. 5.34. Circuit pentru determinarea schemelor echivalente ale unui transformator.



Scanned with OKEN Scanner

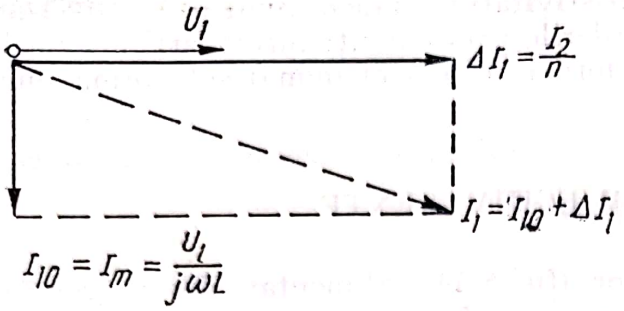



Fig. 5.35. Diagrama fazorială pentru primarul unui transformator cu sarcină rezistivă.

Mărimea $\Delta I_1$ reprezintă tocmai influența secundarului asupra primarului și cu ajutorul ei se poate defini o impedanță reflectată din secundar la bornele primarului:

$$Z_r = \frac{U_1}{\Delta I_1}$$

Se poate considera deci, că schema echivalentă a transformatorului se compune dintr-o impedanță reflectată $Z_r$, în paralel cu impedanța proprie a primarului.

În cazul *transformatorului ideal* (fig. 5.36, *a*), adică al unui transformator cu miez magnetic, fără pierderi ($r_1 = r_2 = 0$) și fără dispersie ($\sigma_1 = \sigma_2 = 0$; $k_i = 1$), dacă secundarul este în gol, schema echivalentă se reduce la cea din figura 5.36, *b*, în care:

$$I_{10} = \frac{U_1}{j\omega L_1} = I_m.$$

Deoarece nu există scăpări de flux magnetic și nici pierderi de putere în transformator, se poate scrie:

$$U_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt};\ U_2 = N_2 \frac{d\Phi}{dt} \text{ și } U_1 \cdot \Delta I_1 = U_2 I_2 \qquad (5.126)$$

unde $\Phi$ este fluxul magnetic care străbate bobina din primar și cea din secundar.

Din (5.126) se deduce:

$$\frac{U_1}{U_2} = n \quad \text{și} \quad \frac{\Delta I_1}{I_2} = \frac{1}{n} \qquad (5.127)$$

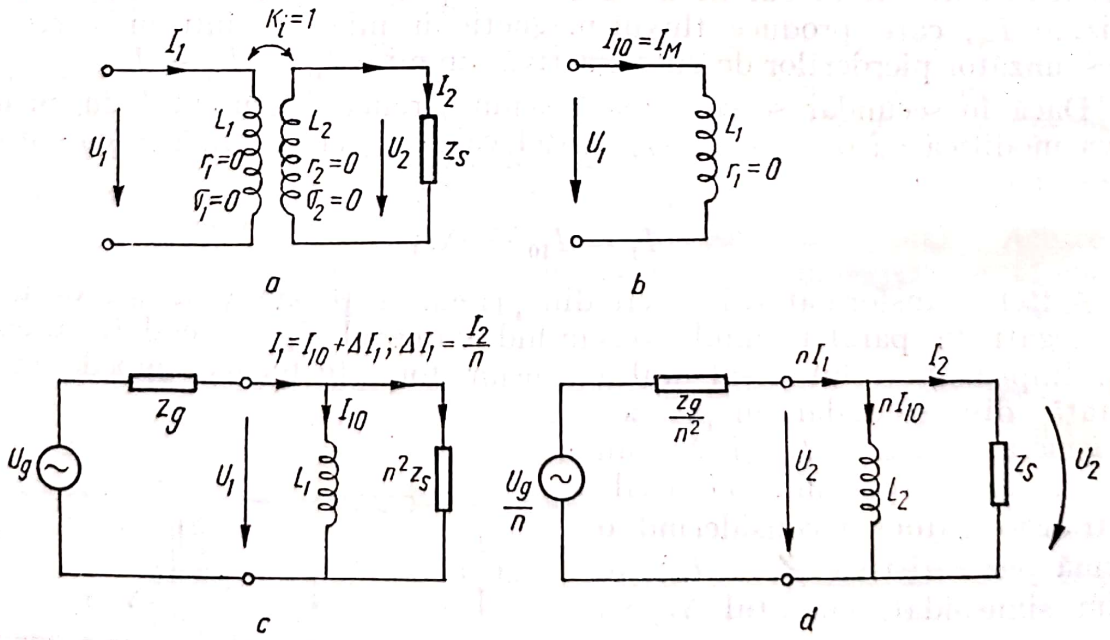



**Fig. 5.36.** Transformatorul ideal:
*a* — schemă reală; *b* — schema echivalentă, cînd secundarul este în gol; *c* — schema echivalentă raportată la primar; *d* — schema echivalentă raportată la secundar.



Scanned with OKEN Scanner

Impedanța reflectată la bornele primarului va fi:

$$Z_r = \frac{U_1}{\Delta I_1} = \frac{nU_2}{\frac{I_2}{n}} = n^2 \frac{U_2}{I_2} = n^2 Z_s \qquad (5.128)$$

ceea ce permite să se adopte schema echivalentă din figura 5.36, *c*, denumită *schemă echivalentă raportată la primar* deoarece dă direct valoarea curentului $I_1$ din primar cu componentele sale $I_{10}$ și $\Delta I_1$, curentul în secundar putîndu-se deduce imediat ($I_2 = n\Delta I_1$).

Este ușor de remarcat că, dacă în circuitul din figura 5.36,*c* se micșorează tensiunea $U_s$ de $n$ ori și se micșorează toate impedanțele de $n^2$ ori, curenții vor crește de $n$ ori. Se obține astfel schema echivalentă din figura 5.36, *d*, numită *schemă echivalentă raportată la secundar* deoarece dă direct curentul și tensiunea la bornele secundarului.

La stabilirea acestei scheme s-au avut în vedere și relațiile (5.125), (5.127).

În cazul cînd nu se pot neglija scăpările de flux magnetic ($\sigma \neq 0$), fluxul $\Phi$ creat de o bobină parcursă de curentul $I$ trebuie descompus în două componente, una utilă care se închide prin miez $\Phi_m$ și una de scăpări $\Phi_s$ care se închide prin aer. Corespunzător acestor componente, inductivitatea $L$ a bobinei poate fi descompusă în două părți: o inductivitatea utilă $L_u$ și o inductivitate de scăpări față de miez $L_s$. Dacă $N$ este numărul de spire al bobinei, atunci se poate scrie:

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{N\Phi_m}{I} + \frac{N\Phi_s}{I} = L_u + L_s$$

unde:

$$L_u = \frac{N\Phi_m}{I} \quad \text{și} \quad L_s = \frac{N\Phi_s}{I} \qquad (5.129)$$

Utilizînd coeficientul de scăpări $\sigma_m$ al bobinei $L$ față de miez se mai poate scrie:

$$L_s = \sigma_m L \quad \text{și} \quad L_u = (1 - \sigma_m)L \qquad (5.130)$$

Se observă că, așa cum au fost definite, inductivitățile $L_s$ și $L_u$ corespund unor bobine avînd fiecare cîte $N$ spire, adică același număr de spire ca și bobina $L$. Bobina $L_s$ ar fi o bobină fără miez, realizată pe aer, iar bobina $L_u$ o bobină cu miez închis, ideală, care nu are scăpări față de miez. Din punct de vedere fizic bobina $L_u$ este aceea care produce fluxul util în miezul magnetic.

Pe baza acestor considerente pentru o bobină reală $L$, cu miez magnetic se poate imagina schema echivalentă din figura 5.37, *a*, în care $r$ reprezintă rezistența ohmică a bobinajului.

Printr-un raționament similar, pentru cazul general a două bobine $L_1$ și $L_2$ (cu sau fără miez magnetic) cuplate inductiv (fig. 5.33, *a*) avînd rezistențele ohmice $r_1$, respectiv $r_2$ și coeficienții de dispersie $\sigma_{12}$, respectiv $\sigma_{21}$, se poate stabili schema echivalentă din figura 5.37, *b*, în care:

$L_{s1} = \sigma_{12}L_1$ este inductivitatea de scăpări a bobinei 1 față de bobina 2;
$L_{s2} = \sigma_{21}L_2$ — inductivitatea de scăpări a bobinei 2 față de bobina 1;
$L_{u1} = (1 - \sigma_{12})L_1$ — inductivitatea utilă a bobinei 1 față de bobina 2;
$L_{u2} = (1 - \sigma_{21})L_2$ — inductivitatea utilă a bobinei 2 față de bobina 1.



Scanned with OKEN Scanner

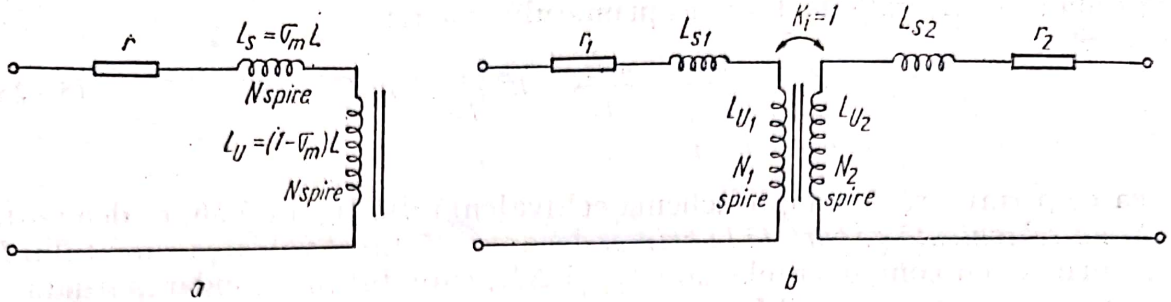



**Fig. 5.37.** Scheme echivalente ale bobinelor reale:
*a* — schema echivalentă a unei bobine reale cu miez; *b* — schema echivalentă a două bobine reale cuplate inductiv.

Bobinele de inductivități $L_{u1}$ și $L_{u2}$ au $N_1$ și respectiv $N_2$ spire, au coeficienți de dispersie nuli, rezistențe ohmice nule și deci formează un transformator ideal având raportul de transformare $n = N_1/N_2$.

Este evident că schema echivalentă din figura 5.37, *b* poate fi aplicată și unui transformator. Acest lucru permite să se afirme că, *schema echivalentă a unui transformator real* cuprinde un transformator ideal cu același raport de transformare și care are în serie pe fiecare înfășurare rezistența ohmică și inductivitatea de scăpări a înfășurării respective (fig. 5.38, *a*). Ținînd cont și de relațiile (5.118), (5.121) și (5.122), valabile în majoritatea cazurilor, schema echivalentă poate fi redesenată ca în figura 5.38, *b*, unde $k$ este *coeficientul de cuplaj al transformatorului real*, iar $\sigma$ *coeficientul total de scăpări*.

Dacă secundarul se închide pe o sarcină $Z_s$, utilizînd relațiile (5.125) și (5.128) se obține schema echivalentă raportată la primar din figura 5.39, în care s-a adăugat în paralel rezistența $R_m$ echivalentă pierderilor de putere activă din miez.

În aceste condiții, pentru circuitul complet din figura 5.34 se pot desena schemele echivalente raportate la primar (fig. 5.40, *a*) și respectiv, la secundar (fig. 5.40, *b*).

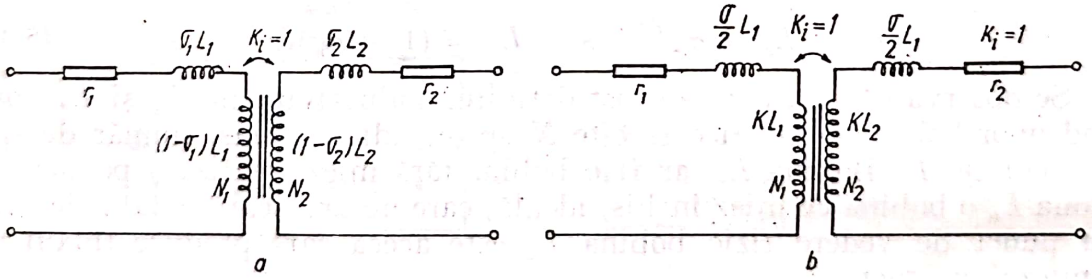



**Fig. 5.38.** Scheme echivalente pentru un transformator real:
*a* — caz general; *b* — $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma/2$.

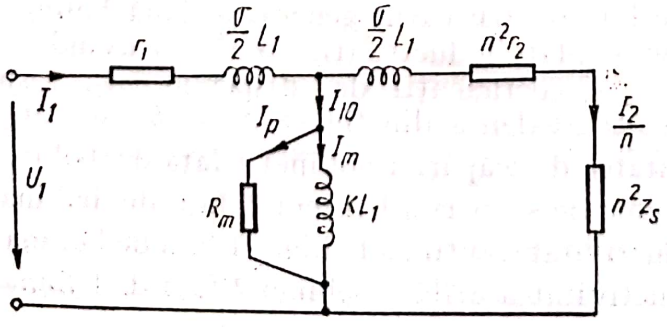



**Fig. 5.39.** Schema echivalentă, raportată la primar, a unui transformator real.



Scanned with OKEN Scanner

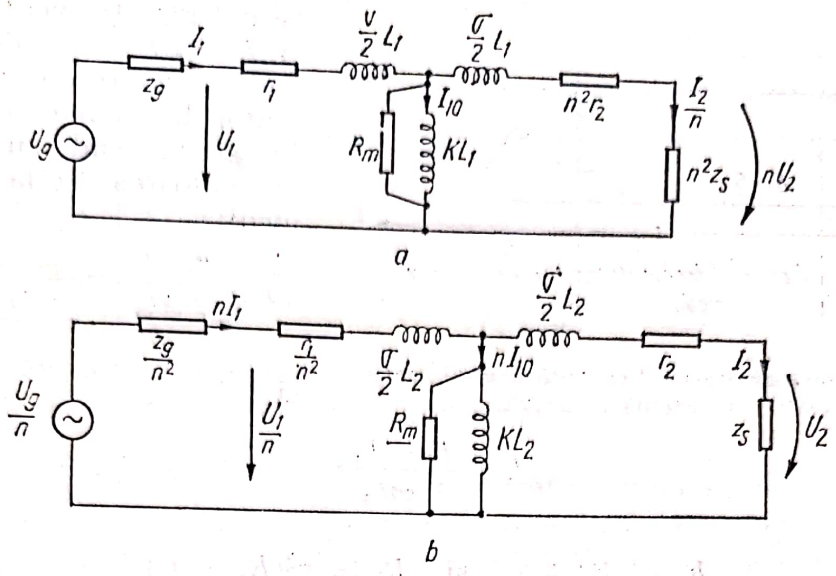



**Fig. 5.40.** Schemele echivalente pentru circuitul din figura 5.34:
*a* — raportată la primar; *b* — raportată la secundar.

Schemele echivalente din figura 5.40 se pot simplifica în funcție de domeniul de frecvență. Astfel, la frecvențe joase (de ordinul zecilor și sutelor de Hz) se pot neglija inductanțele de scăpări, la frecvențe înalte (de ordinul miilor și zecilor de mii de Hz) inductanțele utile, iar la frecvențe medii (de ordinul $10^3$ Hz) toate inductanțele. Rezistența de pierderi $R_m$ poate fi, de asemenea, neglijată deoarece, practic, are valori mari. Cu aceste simplificări, presupunînd și cazul cel mai frecvent întîlnit în practică, acela în care $Z_g$ și $Z_s$ sînt pur rezistive, pentru schema echivalentă raportată la primar se pot considera acceptabile schemele echivalente din figura 5.41. Schema din figura 5.41, *a* este valabilă la frecvențe joase, cea din figura 5.41, *b* la frecvențe medii, iar cea din figura 5.41, *c* la frecvențe înalte.

Cu ajutorul acestor scheme simplificate se poate deduce cu ușurință comportarea transformatorului în bandă de frecvențe (fig. 5.42). Se observă că tensiunea $U_s$ de sarcină este maximă la frecvențe medii și că ea scade la frecvențe joase datorită șuntării sarcinii de către inductanța $kL_1$, iar la frecvențe înalte datorită reducerii curentului, ca urmare a creșterii reactanței de scăpări. Notînd tensiunea în sarcină la frecvențe medii cu $U_{s\,max}$ și punînd condițiile:

$$U_s(f_j) = U_s(f_s) = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{s\,max}$$

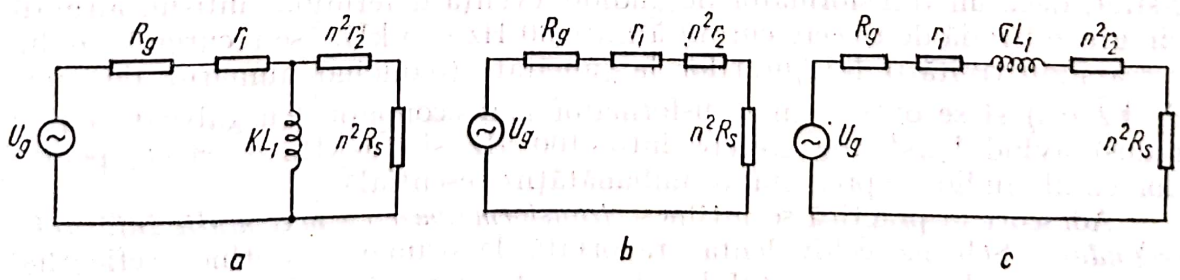



**Fig. 5.41.** Scheme echivalente simplificate pentru circuitul din figura 5.40:
*a* — schema echivalentă la frecvențe joase; *b* — schema echivalentă la frecvențe medii; *c* — schema echivalentă la frecvențe înalte.

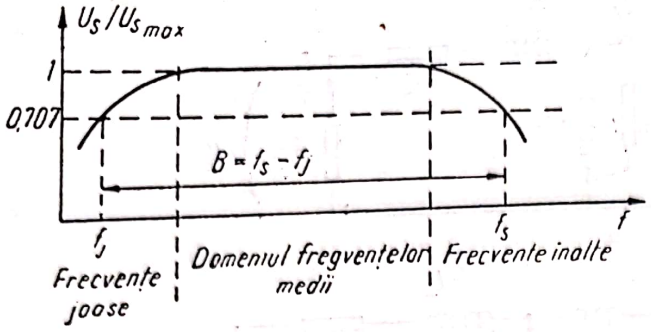



Fig. 5.42. Caracteristica de frecvență a unui transformator cu sarcină rezistivă.

se pot găsi frecvențele $f_{js} = f_j$ și $f_{ss} = f_s$, care delimitează banda de trecere a transformatorului și la care tensiunea în sarcină scade cu 3 dB față de valoarea ei la frecvențe medii:

$$f_j = \frac{R_1 \parallel R_2}{2\pi k L_1} = \frac{R_1 \cdot R_2}{2\pi k L_1 (R_1 + R_2)} \tag{5.131}$$

și

$$f_s = \frac{R_1 + R_2}{2\ \pi\sigma L_1}, \tag{5.132}$$

unde:

$$R_1 = R_g + r_1 \quad \text{și} \quad R_2 = n^2(R_s + r_2) \tag{5.133}$$

În practică, se urmărește obținerea unei benzi de frecvențe de trecere $B = f_s - f_j$ cît mai mare.

Rezultă că un transformator bun (din punct de vedere al benzii de trecere) va avea o inductanță a primarului $L_1$ cît mai mare și un coeficient de scăpări $\sigma$ cît mai mic. În realitate $\sigma$ nu poate fi redus sub 1—2%, din care cauză banda la frecvențe superioare se limitează repede, iar raportul $f_s/f_j$ nu poate fi făcut oricît de mare. Acest raport este o mărime independentă de inductanța $L_1$ (respectiv $L_2$) și dependentă doar de parametrii $R_g$ și $R_s$ ai circuitului în care conectăm transformatorul, de miezul magnetic utilizat și de procedeul de bobinare:

$$\frac{f_s}{f_j} = \frac{k}{\sigma}\left(2 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1}\right) \geqslant \frac{4k}{\sigma}. \tag{5.134}$$

Dacă $R_g$ și $R_s$ sînt date și nu pot fi modificate, se poate spune că raportul frecvențelor limită este o constantă $A$.

În aceste condiții lărgimea de bandă este:

$$B = f_s - f_j = f_j\,(A - 1), \tag{5.135}$$

ceea ce arată că o bandă de trecere mare se poate obține numai dacă se acceptă mărirea lui $f_j$, adică micșorarea lui $L_1$. Deși această soluție vine în contradicție cu dorința realizării unui $f_j$ coborît, ea este în majoritatea cazurilor acceptabilă și avantajoasă deoarece determină, în afara reducerii gabaritului și costului, un important cîștig în lărgimea benzii de trecere. Astfel, dacă un transformator de audiofrecvență determină, într-un anumit circuit, o bandă de trecere cuprinsă între 50 Hz și 5 kHz, se recurge la reducerea inductivității înfășurărilor la jumătate (reducînd numărul de spire de $\sqrt{2}$ ori) și se obține un transformator mai economic (cu gabarit și preț redus) avînd banda de trecere între 100 Hz și 10 kHz, ceea ce, pentru domeniul audio, reprezintă o îmbunătățire esențială.

Adeseori în practică se întîlnesc *transformatoare cu mai multe înfășurări secundare*. Schema echivalentă raportată la primar se obține reflectînd fiecare secundar, cu raportul lui de transformare, în primar. O asemenea situație este prezentată în figura 5.43 în care s-au neglijat inductanțele de scăpări și inductanța primarului.



Scanned with OKEN Scanner

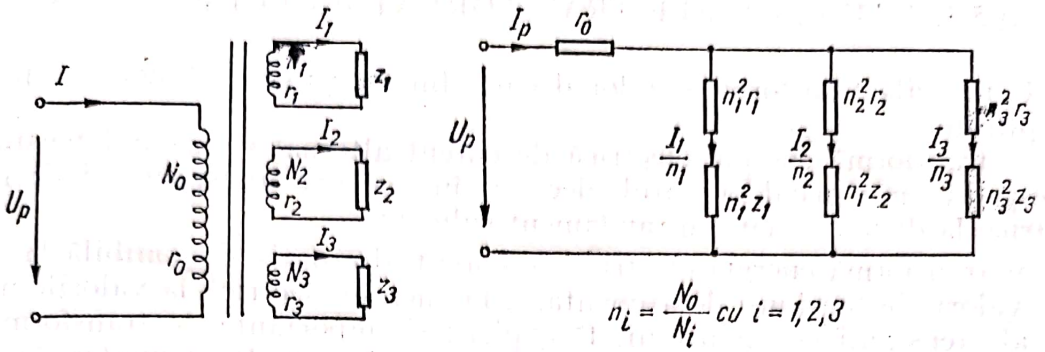



**Fig. 5.43.** Transformator cu mai multe înfășurări secundare:
*a* — schema reală; *b* — schema echivalentă raportată la primar.

Schema echivalentă raportată la o înfășurare secundară $i$ (în exemplul nostru $i = 1,2,3$) se obține din schema raportată la primar împărțind tensiunea $U_p$ cu $n_i$ și toate impedanțele cu $n_i^2$, unde $n_i = N_0/N_i$ este raportul de transformare dintre primar și secundarul $i$.

Se menționează că, totuși, schemele echivalente prezentate aici nu sînt complete, deoarece nu țin cont de capacitățile parazite ale transformatorului. Dacă se notează cu $C_{p1}$, capacitatea parazită a primarului, cu $C_{p2}$ capacitatea parazită a secundarului și cu $C_{p12}$ capacitatea parazită primar-secundar, atunci o schemă echivalentă completă ar fi cea din figura 5.44, *a*. Capacitățile parazite fiind mici (de ordinul 10—100 pF) efectul lor este important doar la frecvențe înalte, mai ales cînd sarcina $R_s$ are valori foarte mari. În acest caz, $C_{p2}$ șuntează pe $R_s$ și transformatorul simte practic o sarcină cu caracter capacitiv. Inductanțele de scăpări și capacitatea parazită de la ieșire formează un circuit oscilant serie, cu factor de calitate mare, care la frecvența sa de rezonanță determină apariția unui maxim în caracteristica de frecvență (fig. 5.44, *b*).

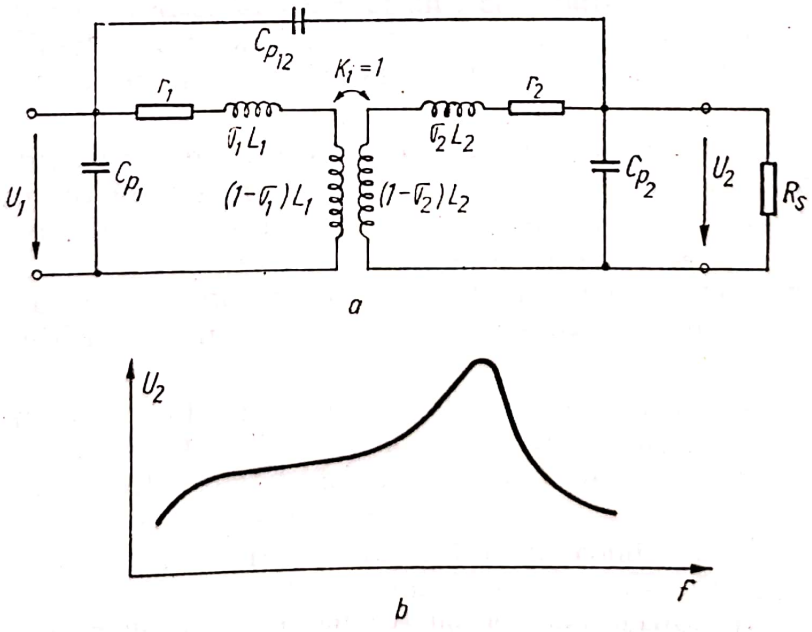



**Fig. 5.44.** Transformatorul real:
*a* — schema echivalentă ținînd cont de capacitățile parazite; *b* — caracteristica de frecvență.



Scanned with OKEN Scanner

## 5.5.3. UTILIZĂRI ALE TRANSFORMATORULUI ELECTRIC

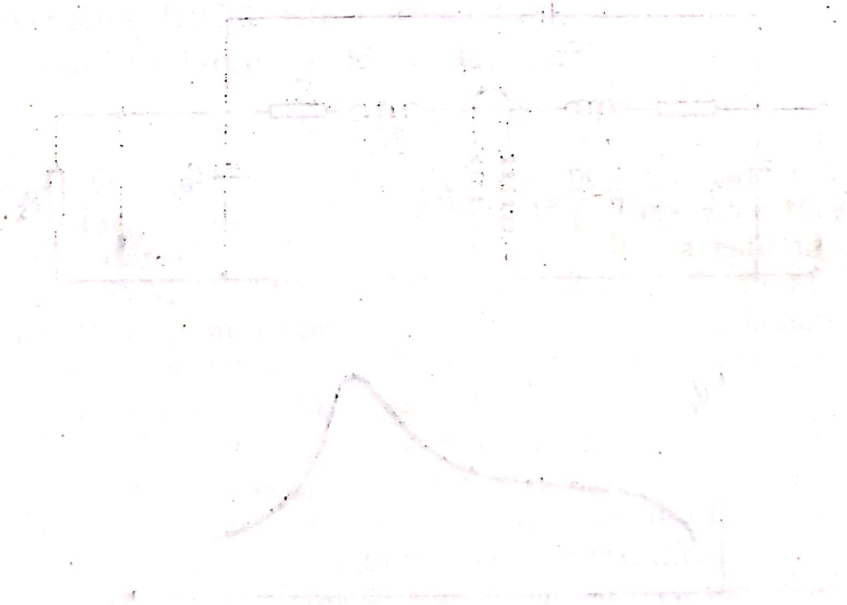
Utilizările transformatoarelor decurg din următoarele funcții ce pot fi îndeplinite de acestea:

a) transformă energia electrică de curent alternativ, mărind tensiunea și respectiv micșorînd curentul electric, în vederea transportului energiei electrice la distanțe mari cu randament ridicat;

b) transformă energia electrică de curent alternativ disponibilă la anumite valori ale tensiunii de alimentare, în energie electrică la valorile necesare ale tensiunii și curentului, fără pierderi importante de transformare: asemenea transformatoare se numesc *transformatoare de alimentare* sau *de rețea*;

c) separă galvanic două circuite, asigurînd între ele o bună izolație electrică; în cazul transformatoarelor de rețea, această cerință este impusă și de regulile de protecție a muncii; dacă raportul de transformare este egal cu unitatea, transformatorul se numește *transformator de separare* și îndeplinește doar această funcție de separare;

d) asigură adaptarea între un generator dat și o sarcină dată, adică asigură un transfer maxim de putere — asemenea transformatoare se numesc *transformatoare de adaptare* sau *de semnal** . În ultimul timp există tendința și posibilitatea de a se renunța la utilizarea transformatoarelor de semnal, deoarece ele au unele dezavantaje: *gabarit și greutate mare* în raport cu celelalte componente electronice; *bandă de trecere limitată*, din care cauză în sistemele de bandă largă sînt necesare mai multe transformatoare, separate între ele prin filtre și amplificatoare de separare, fiecare transformator trebuind să transmită cîte o porțiune din banda totală de lucru; introduc *deformări ale formei semnalului*, aceste deformări fiind cu atît mai importante cu cît tensiunea și curentul prin transformator sînt mai mari.



* dacă transformatorul este conectat la intrarea unui amplificator sau sistem, el se numește transformator de intrare, dacă este la ieșire se numește transformator final sau de ieșire, iar dacă este conectat între două etaje ale amplificatorului sau sistemului, transformator de cuplaj.

Scanned with OKEN Scanner

# 6

# DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

## 6.1. CONDUCȚIA ÎN CORPURILE SOLIDE

Pentru înțelegerea funcționării dispozitivelor electronice semiconductoare este esențială cunoașterea proceselor fizice legate de conducția curentului electric într-un corp solid, conducție realizată prin deplasarea unor purtători mobili de sarcină.

Din punctul de vedere al *conducției electrice*, corpurile solide se clasifică în trei categorii: *metale*, *semiconductoare* și *izolatoare*.

Rolul principal în interacțiunea dintre atomii unui corp solid îl dețin electronii de valență.

*Metalele* cristalizează în structuri deosebit de compacte ca de exemplu *structura cubică* și *structura hexagonală* compactă și sînt caracterizate de energii de coeziune de ordinul $10^5$J/mol (de exemplu Cu are energia de coeziune $2{,}85.10^5$J/mol).

Din punct de vedere al interacțiunii cu atomii vecini, un atom metalic prezintă o simetrie centrală datorită compactității structurii în sensul că energia legăturii cu un atom vecin nu depinde de direcția pe care se află acesta.

Electronii de valență nu se localizează pe anumite direcții de interacție ci devin comuni unui mare număr de atomi și în ultimă instanță tuturor atomilor metalului. Apare astfel imaginea cunoscută a *„gazului de electroni liberi"* din interiorul unui metal. Conform acestui model, electronii de valență sînt liberi să se deplaseze în întregul volum al metalului, devenind purtători mobili de sarcină electrică în metal și se numesc *„electroni de conducție"*.

Modelul gazului electronic explică satisfăcător mecanismul de conducție în majoritatea metalelor, dar există și situații de anomalie (fier, zinc, bismut), precum și alte comportări ale acestora care nu pot fi înțelese decît cu ajutorul mecanicii cuantice [37].

Modelul gazului electronic explică buna conductibilitate a metalelor prin existența electronilor de conducție în concentrații mari. În general, fiecare atom metalic contribuie la conducție numai cu unul sau doi electroni. Ceilalți electroni ai atomului nu sînt liberi să se deplaseze în volum, fiind constrînși să rămînă legați de nucleele de care aparțin.



Scanned with OKEN Scanner

Deoarece într-un corp solid concentrațiile volumice de atomi sînt în general de ordinul de mărime al numărului lui Avogadro (aproximativ $10^{23}$ $cm^{-3}$), înseamnă că electronii liberi dintr-un metal au o concentrație volumică de același ordin de mărime.

Cînd un atom metalic contribuie cu un electron de valență pentru formarea gazului electronic, el devine ion pozitiv „fix" cu o sarcină egală cu cea a electronului pierdut, dar de semn contrar. Acest ion fiind „fix" (legăturile energetice puternice cu atomii vecini nu-i permit să-și părăsească poziția), sarcina sa pozitivă este „fixă", neputîndu-se deplasa liber în volumul metalului și deci nu poate aduce nici o contribuție la conducția electrică.

Metalele se caracterizează printr-o *neutralitate locală de sarcină electrică*, conform căreia densitatea de sarcină este aproximativ nulă în orice punct din interiorul metalului (în nici un caz însă, la scara distanțelor interatomice, de ordinul $10^{-10}$m); această neutralitate locală determină o neutralitate generală de sarcină, care cere ca, într-un corp metalic, sarcina negativă totală să fie egală cu sarcina pozitivă totală, indiferent de distribuția acestor sarcini în interiorul metalului.

Orice abatere accidentală importantă de la neutralitatea sarcinii locale ar produce cîmpuri electrice interne puternice, iar curenții de conducție produși de aceste cîmpuri interne ar determina eliminarea densității de sarcină spațială și revenirea la neutralitatea sarcinii, ceea ce ar conduce concomitent la anularea cîmpului electric intern. Prin acest mecanism într-un metal, orice abatere de la neutralitatea sarcinii dispare într-un interval de timp foarte mic (de exemplu, $10^{-18}$ sec. pentru Cu și Al).

Pe de altă parte, așezarea ordonată a atomilor metalici în interiorul unui corp metalic determină o distribuție uniformă a sarcinii electrice pozitive și ca urmare, pentru respectarea condiției de neutralitate locală, electronii liberi trebuie să aibă și ei o distribuție uniformă (făcînd evident abstracție de distanțele interatomice). Astfel *concentrația de electroni liberi este egală cu concentrația de ioni pozitivi* în orice punct din interiorul unui metal.

Într-un metal, la echilibru termodinamic cu exteriorul, electronii care aparțin gazului electronic au o mișcare aleatoare de *agitație termică*, caracterizată de o viteză medie nulă pe orice direcție, deci fără nici o contribuție la curentul electric. Prin aplicarea unui cîmp electric din exterior, electronii liberi ai unui metal capătă o mișcare cu caracter ordonat, deplasarea dirijată a sarcinilor electrice constituind, de fapt, trecerea curentului electric prin metalul respectiv.

Datorită prezenței electronilor liberi, dintre toate corpurile solide, *metalele au conductivitatea cea mai ridicată* (rezistivitatea electrică de ordinul $10^{-5}$—$10^{-6}$ $\Omega$ cm). Teoria clasică explică natura rezistenței electrice a metalelor ca fiind efectul împrăștierii electronilor liberi prin ciocniri cu ionii metalici din nodurile rețelei cristaline sau cu eventualele impurități. După cum se știe, din datele experimentale și din descrierea fenomenologică, rezistivitatea metalelor crește proporțional cu creșterea temperaturii.

La *temperaturi scăzute* (în apropiere de 0K), ionii stau în pozițiile lor practic nemișcați, electronii putîndu-se mișca liber printre șirurile de ioni; *la temperaturi mai ridicate*, creșterea gradului de agitație termică a ionilor metalici se reflectă prin executarea unor mișcări de oscilație în jurul pozițiilor de echilibru; aceste mișcări măresc probabilitatea de ciocnire

a electronilor liberi aflați în mișcare cu ioni în vibrație, producîndu-se astfel devierea lor de la direcția inițială. Astfel, la *temperaturi foarte joase rezistivitatea electrică este independentă de temperatură și* constituie „rezistivitatea reziduală" care este proporțională cu concentrația impurităților. La *creșterea temperaturii, rezistența electrică a metalelor este proporțională cu puterea a cincea a temperaturii absolute*, conform legii lui Matthiessen, fiind determinată de împrăștierea datorată atît impurităților neutre, cît și ionilor metalici. La *temperaturi înalte* este activ numai mecanismul de împrăștiere a electronilor liberi datorită ionilor metalici, *rezistivitatea electrică crescînd proporțional cu temperatura* (fig.6.1).

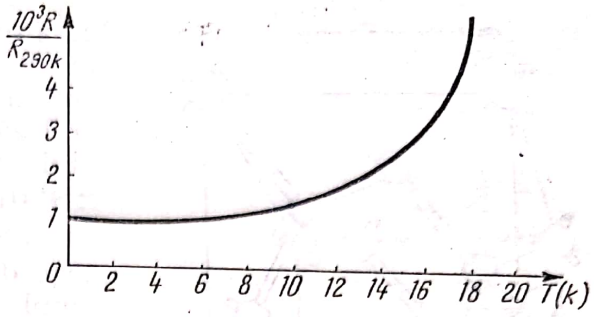


Fig. 6.1. Dependența de temperatură a rezistivității metalului

În contrast cu metalele, structura *materialelor izolatoare* este de asemenea natură, încît, într-un domeniu larg de temperatură, practic toți electronii rămîn legați de atomii constituenți și în consecință, concentrația de purtători mobili de sarcină este extrem de redusă (aproximativ $10^7$ electroni/$m^3$). Această comportare de datorează faptului că materialele cristaline respective se formează, în general, pe baza legăturii ionice care constă în forțe de atracție coulombiene ce se stabilesc între ioni de semn contrar, ioni ce și-au realizat configurații electronice stabile prin cedare sau captare de electroni. Acest tip de legătură determină energii de coeziune de aproximativ $10^6$ J/mol (de exemplu $0{,}924 \cdot 10^6$ J/mol pentru cristalul de NaCl la temperatură și presiune normală), deci mult mai mari decît în cazul metalelor; pe de altă parte fiecare electron este puternic atras de nucleul respectiv, energia de interacție fiind de ordinul $10^{-18}$J. În acest fel se explică rezistivitatea electrică foarte mare a cristalelor izolatoare (de ordinul $10^{18}$ Ω cm).

*Materialele semiconductoare* constituie o categorie intermediară între metale și izolatoare din punct de vedere al conductivității electrice. La temperatura camerei, semiconductoarele sînt atît conductoare slabe, cît și izolatoare slabe, rezistivitatea lor fiind în domeniul $10^{-3}$—$10^5$ Ω cm.

*Conductivitatea* acestor materiale *variază puternic cu temperatura*: la *temperaturi scăzute* sînt *izolatoare*, iar la *temperaturi înalte* pot deveni *conductoare* destul de bune, ceea ce determină utilizarea lor în realizarea dispozitivelor electronice.

Materialele semiconductoare cele mai utilizate în acest scop sînt elementele tetravalente Ge și Si, precum și unii compuși intermetalici, mai ales GaAs.

Structura cristalină a germaniului și siliciului este o rețea cristalină de tip diamant (fig. 6.2).

Fiecare atom al cristalului se află în centrul unui tetraedru regulat și are patru atomi vecini situați în vîrfurile tetraedrului.

La baza formării structurii cristaline a germaniului și siliciului se află *legătura covalentă*, care constă în punerea în comun de către doi atomi vecini a cîte unui electron de valență; fiecare legătură dintre un atom și unul din vecinii săi conține doi electroni de valență și are un caracter direcțional.



Scanned with OKEN Scanner

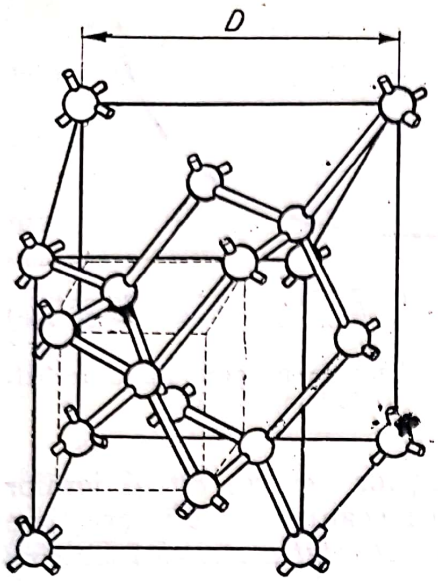



Fig. 6.2. Structura cristalină de tip diamant.

Așadar, cei patru electroni de valență ai atomului unui material semiconductor pur nu sînt liberi să se deplaseze în întregul volum al semiconductorului, ci participă la legături covalente care mențin ansamblul atomilor semiconductori în structura cristalină.

Legătura covalentă se datorează unor forțe de natură cuantică; în cazul cel mai simplu al moleculei de hidrogen, se poate utiliza pentru explicarea formării legăturii covalente, schema din figura 6.3. Forța de respingere electrostatică exercitată asupra unui ion de hidrogen de către celălalt ion este egală și de sens contrar cu rezultanta forțelor de atracție, rezultînd o stare de echilibru stabil. La rîndul său, fiecare din cei doi electroni se află într-o stare de echilibru dinamic datorită anulării în fiecare moment a rezultantei forțelor de atracție exercitate de cei doi ioni pozitivi, de respingere exercitată de celălalt electron și a forței centrifuge datorate deplasării electronului pe o orbită cvasicirculară.

Caracteristicile esențiale ale acestui tip de legătură pot fi reprezentate cu ajutorul uneia din cele două scheme bidimensionale din figura 6.4 [34, 36].

În figura 6.5 este prezentat modelul de legătură bidimensională rezultat pentru Ge și Si, în care, pentru simplificare, s-a considerat atomul format dintr-un rest atomic (ion tetravalent) și un singur înveliș electronic cu 4 electroni, corespunzător *învelișului de valență*.

Fiecare legătură covalentă este caracterizată de o *energie* $W_e$ *de legătură*, specifică fiecărui material, de exemplu la Ge 0,67 eV ($10^{-19}$ J), iar la Si 1,11 eV ($1{,}8 \cdot 10^{-19}$ J) la temperatura ambiantă.

În cazul unui cristal semiconductor perfect și pur, aflat la temperatura de 0°K, toți electronii de valență sînt legați prin legături covalente (fig. 6.5), deci fixați în rețeaua cristalină; în acest caz, conducția electrică

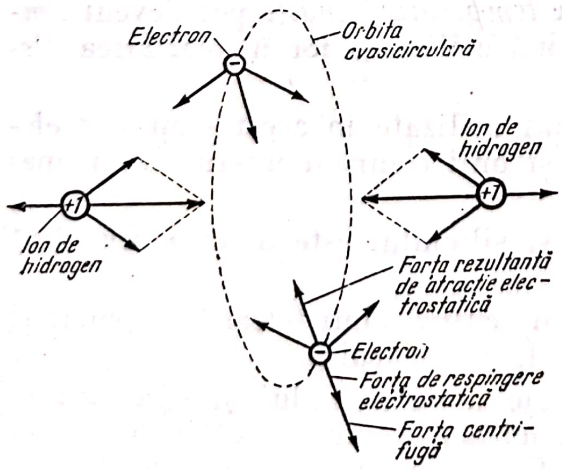



Fig. 6.3. Legătura covalentă pentru molecula de hidrogen.

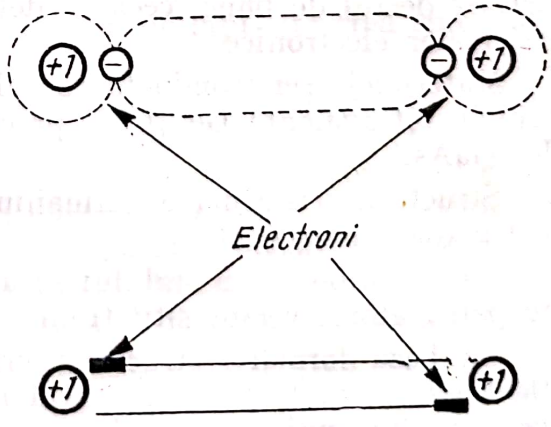



Fig. 6.4. Reprezentări bidimensionale ale legăturii covalente pentru $H_2$.



Scanned with OKEN Scanner

nu este posibilă, deoarece nu există purtători de sarcină liberi care să se deplaseze în rețea. În consecință, materialul se comportă ca un izolator.

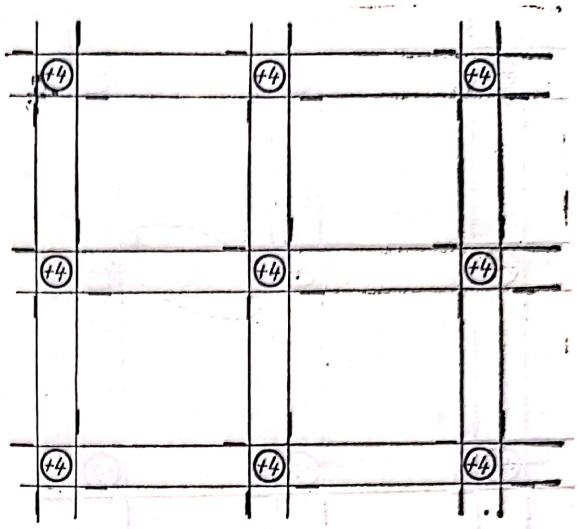


Fig. 6.5. Reprezentarea bidimensională a legăturii cristaline pentru Ge și Si.

În cazul unui cristal semiconductor aflat la o temperatură $T$ diferită de zero absolut, există întotdeauna un număr de legături covalente rupte; datorită caracterului statistic al modului în care se distribuie energia termică înmagazinată în cristal, apare posibilitatea ca unii electroni de valență să capete o *energie cinetică* de valoare $\Delta W$ cel puțin egală cu energia de legătură $W_e$ și să părăsească legătura covalentă. Acești electroni de valență care reușesc să se elibereze din legăturile covalente devin electroni liberi să se deplaseze în întregul volum al cristalului semiconductor; ei sînt purtători mobili de sarcină electrică negativă și participă la conducția curentului electric, analog electronilor de valență ai metalelor.

Numărul electronilor de valență care se eliberează din legăturile covalente este foarte mic: un electron la $10^9$ atomi de Ge și respectiv la $10^{12}$ atomi de Si, la temperatură ambiantă. Aceste legături rupte, care apar datorită vibrației termice aleatoare a electronilor de valență, deși rare, au o influență puternică asupra proprietăților electrice ale semiconductorului, furnizînd purtători mobili de sarcină și făcînd posibilă conducția.

Un material poate fi considerat semiconductor în situația în care numărul de legături covalente distruse este minimum $10^8$ într-un $cm^3$, adică la $10^{15}$ legături există o legătură ruptă; de exemplu, la $T = 300°K$, în Ge există aproximativ $10^{13}$ legături rupte/$cm^3$, iar la Si cca $10^{10}$ legături rupte/$cm^3$.

Electronul care se eliberează dintr-o legătură covalentă lasă lipsă un electron, atomul respectiv devenind ion cu sarcină pozitivă; un electron de valență dintr-o legătură covalentă, situată în apropierea legăturii rupte, poate umple locul liber. Astfel, electronii de valență se pot deplasa din legătură în legătură, fără a dobîndi totuși o energie suficientă pentru a se elibera din structura legăturilor. Se convine ca o legătură ruptă să fie asociată cu o regiune localizată de sarcină pozitivă — *golul*; golul apare astfel ca un purtător mobil al unei sarcini pozitive $+e$, care se poate deplasa în materialul semiconductor în sens invers mișcării electronului de la atom la atom, fără ca, prin aceasta, să influențeze într-un mod oarecare electronii de conducție.

În concluzie, consecința ruperii legăturilor covalente (fig. 6.6) constă în faptul că se pot considera două grupuri distincte și independente de purtători mobili de sarcină electrică ce determină curentul electric în semiconductori, electronii de conducție cu sarcină negativă și respectiv golurile cu sarcină pozitivă, care sînt asociate legăturilor covalente rupte.

Mișcarea electronilor de conducție și a golurilor se datorează agitației termice haotice, dar sub acțiunea unui cîmp electric, această mișcare poate

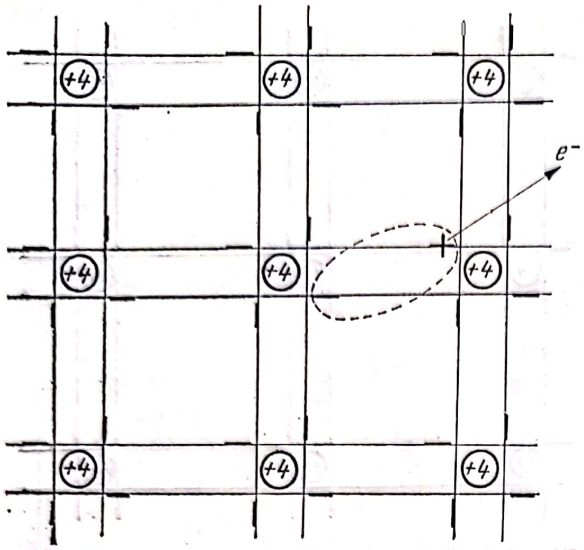



Fig. 6.6. Procesul de rupere a unei legături covalente.

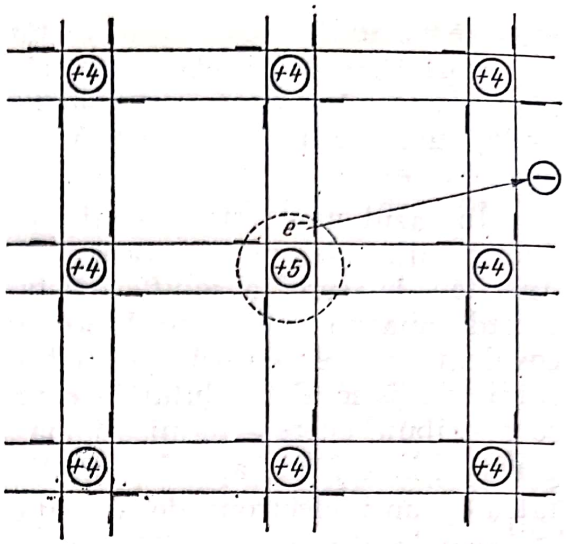



Fig. 6.7. Reprezentarea bidimensională a unui semiconductor extrinsec de tip *n*.

căpăta un caracter dirijat; electronii se deplasează în sens opus cîmpului electric, iar golurile se deplasează în sensul cîmpului electric.

Modelul conducției semiconductorilor prin electroni de conducție și prin goluri satisface cerințele pentru explicarea principalelor caracteristici electrice ale dispozitivelor semiconductoare.

În cazul *semiconductorului pur* și cu o structură cristalină perfectă golurile și electronii de conducție sînt produși în perechi, iar legăturile covalente sînt distruse și dispar, de asemenea, în perechi, cînd electronii de conducție și golurile se recombină refăcînd o legătură covalentă; proprietățile sale electrice sînt deci intrinseci materialului, care poartă numele de *semiconductor intrinsec*.

Se constată însă că, în general, într-un semiconductor golurile și electronii de conducție nu sînt prezenți în cantități egale, concentrațiile de purtători mobili de sarcină fiind puternic influențate de cantități infime de impurități.

În cazul cînd *impuritățile* sînt formate din atomi ai unor substanțe *pentavalente* (fosfor, arseniu, antimoniu) aceștia se integrează cu ușurință în structura cristalină a semiconductorului gazdă, substituind atomi tetravalenți. Atomul de impuritate are un electron de valență mai mult decît îi este necesar pentru satisfacerea celor patru legături tetraedrice; acest electron suplimentar este mai slab legat de atom, astfel încît, în contul *energiei termice* de valoare $W_d$, primite chiar la temperaturi obișnuite de lucru, acesta se poate rupe relativ ușor de atom și începe să se miște în cristal ca un electron liber sau electron de conducție (fig. 6.7). Donînd electronul său de valență suplimentar la ansamblul electronilor de conducție ai semiconductorului, atomul de impuritate se ionizează; ionul pozitiv rezultat este fix în rețea, neparticipînd la conducția electrică. Atomii de impuritate cu un număr de electroni de valență mai mare decît cel al cristalului de bază se numesc *donori* deoarece ionizează electroni de conducție.

Într-un semiconductor mecanismul de ionizare a atomilor donori este mult mai probabil decît cel de rupere a legăturilor covalente deoarece energia $W_d$ necesară primului proces este mult mai mică decît energia $\Delta W = W_g$

necesară celuilalt; în majoritatea situațiilor de interes practic, la temperatura ambiantă toți atomii donori existenți într-un semiconductor sînt ionizați.

Astfel, un semiconductor care conține o cantitate de atomi donori posedă mai mulți electroni de conducție decît goluri, acestea din urmă rezultînd numai din procesul intrinsec de rupere a legăturilor covalente; semiconductorul respectiv se numește *semiconductor de tip n*, deoarece purtătorul de sarcină dominant este negativ.

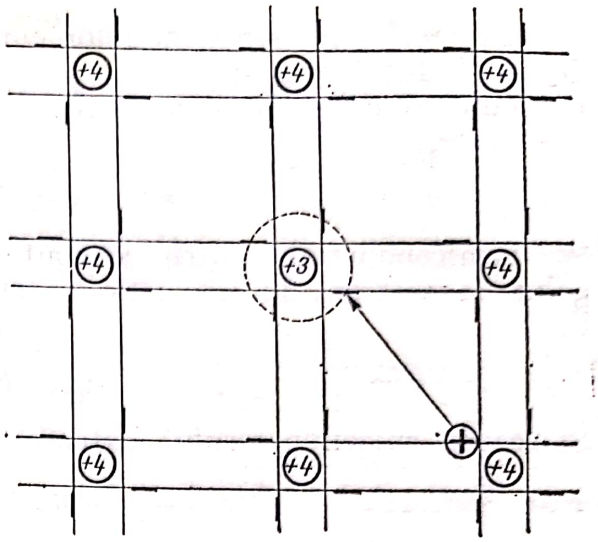



**Fig. 6.8.** Reprezentarea bidimensională a unui semiconductor extrinsec de tip *p*.

În cazul *impurităților trivalente* (bor, indiu, aluminiu, galiu) atomii acestora se integrează în structura cristalină periodică a semiconductorului gazdă, dar posedă un electron de valență mai puțin decît este necesar pentru a satisface cele patru legături covalente; rezultă astfel o legătură nesatisfăcută în vecinătatea atomului de impuritate, echivalentă cu un gol localizat în această regiune. La temperaturi normale, atomul de impuritate trivalentă acceptă un electron de valență provenit din orice altă legătură a cristalului semiconductor, producîndu-se astfel o deplasare a golului în sens contrar (fig. 6.8). Atomul de impuritate trivalent acceptînd un electron suplimentar pentru a completa structura sa de legătură covalentă, se ionizează, devenind un ion negativ imobil, care nu participă la procesul de conducție; acești atomi de impuritate se numesc atomi *acceptori*.

*Energia* necesară *ionizării atomului acceptor* și eliberării unui gol $\Delta W_a$ este mai mică decît energia $\Delta W$ necesară formării unui gol prin mecanismul de rupere a unei legături covalente. Astfel, la temperatura ambiantă, semiconductorul impurificat cu atomi acceptori are mai multe goluri decît electroni de conducție, numindu-se *semiconductor de tip p*, deoarece purtătorul de sarcină dominant este pozitiv.

În concluzie, *semiconductorii dopați* (care conțin impurități) se caracterizează prin faptul că proprietățile lor electrice nu mai sînt determinate numai de caracteristicile lor intrinseci, ci sînt puternic influențate de acei atomi străini; semiconductorul se numește *semiconductor extrinsec de tip n sau p* după tipul atomilor de impuritate.

## 6.2. CONCENTRAȚIILE DE PURTĂTORI ÎN SEMICONDUCTOARE

Într-un semiconductor există *particule cu sarcină negativă* (electroni mobili de concentrație volumică $n$ și ioni acceptori imobili, de concentrație volumică $N_a$) și *particule cu sarcină pozitivă* (goluri mobile de concentrație volumică $p$ și ioni donori imobili de concentrație volumică $N_d$).

În cazul cel mai general, concentrațiile purtătorilor mobili de sarcină precum și concentrațiile ionilor imobili sînt determinate de poziția spațială a particulelor considerate:

$$n = n(\bar{r}),\ p = p(\bar{r}),\ N_d = N_d(\bar{r}),\ N_a = N_a(\bar{r}) \qquad (6.1)$$

unde $\bar{r}$ este vectorul de poziție.



Scanned with OKEN Scanner

În cazul unui semiconductor omogen și dopat uniform, concentrațiile $N_a$ și $N_d$ fiind constante, concentrația purtătorilor mobili de sarcină este constantă; dacă semiconductorul se află în echilibru termodinamic cu mediul exterior:

$$n(\bar{r}) = n_0;\ p(\bar{r}) = p_0. \tag{6.2}$$

Semiconductorul intrinsec conține o concentrație volumică egală de goluri și electroni de conducție la echilibru termodinamic al rețelei cristaline:

$$n_0 = p_0 = n_i \tag{6.3}$$

În cazul semiconductorului extrinsec de tip $n$:

$$n_0 > p_0 \tag{6.4}$$

În acest caz electronii de conducție sînt purtătorii majoritari, iar golurile sînt purtătorii minoritari.

În cazul semiconductorului extrinsec de tip $p$:

$$p_0 > n_0 \tag{6.5}$$

În acest caz *golurile* sînt *purtătorii majoritari*, iar *electronii de conducție sînt purtătorii minoritari*. Ținînd seama de tipurile de particule încărcate electric, existente într-un semiconductor, densitatea de sarcină spațială are în general expresia:

$$\rho(\bar{r}) = e(p + N_d - n - N_a) \tag{6.6}$$

Un semiconductor omogen sau dopat uniform la echilibru se caracterizează prin neutralitate electrică (conform legii lui Gauss), adică densitatea sarcinii spațiale este nulă în fiecare punct:

$$\rho(r) = \rho_0 = 0 \tag{6.7}$$

Dacă, accidental, se produce o abatere de la neutralitatea locală, revenirea la starea de echilibru are loc analog cu cazul metalelor dar cu o constantă de timp cu cîteva ordine de mărime mai mare decît la metale (de ordinul $10^{-12}$ sec).

Din (6.6) și 6.7) rezultă:

$$n_0 - N_d = p_0 - N_a \tag{6.8}$$

Pe de altă parte, într-un semiconductor la echilibru, produsul $(n_0 p_0)$ dintre concentrațiile purtătorilor mobili de sarcină electrică este independent de concentrațiile de impurități și depinde numai de temperatură:

$$n_0 p_0 = f(T) \tag{6.9}$$

Această condiție, prezentată aici numai ca un postulat, derivă din analiza pe baza statisticii cuantice a concentrațiilor de goluri și electroni de conducție într-un material semiconductor. Deoarece acest produs are aceeași valoare și în cazul semiconductorului intrinsec, se poate scrie:

$$n_0 = p_0 = n_i \tag{6.10}$$

$$n_0 p_0 = f(T) = n_i^2(T)$$



Scanned with OKEN Scanner

adică concentrația de purtători mobili într-un semiconductor intrinsec nu depinde decît de temperatură: de exemplu $n_i = 10^{13}$ cm$^{-3}$ pentru Ge și $n_i = 10^{10}$ cm$^{-3}$ pentru Si la temperatura ambiantă ($T = 300$K).

Se constată astfel că, într-un semiconductor dopat, produsul $(n_0 p_0)$ este determinat numai de proprietățile semiconductorului intrinsec de bază.

Din relațiile (6.8) și (6.10) se pot explicita concentrațiile de purtători mobili de sarcină dintr-un semiconductor la echilibru termic:

$$n_0 = \frac{N_d - N_a + \sqrt{(N_d - N_a)^2 + 4 n_i^2}}{2} = \frac{2 n_i^2}{N_a - N_d + \sqrt{(N_a - N_d)^2 + 4 n_i^2}} \tag{6.11}$$

$$p_0 = \frac{2 n_i^2}{N_d - N_a + \sqrt{(N_d - N_a)^2 + 4 n_i^2}} = \frac{N_a - N_d + \sqrt{(N_a - N_d)^2 + 4 n_i^2}}{2} \tag{6.12}$$

În cazul particular al semiconductorului extrinsec de tip $n$, cu o concentrație de atomi donori $N_d$ mult mai mare decît concentrația intrinsecă și decît cea de atomi acceptori ($N_d \gg n_i \gg N_a$) rezultă următoarele valori aproximative pentru concentrațiile de purtători de sarcină mobili:

$$n_0 \approx N_d$$
$$p_0 \approx \frac{n_i^2(T)}{N_d} \tag{6.13}$$

de unde rezultă că $n_0 \gg p_0$. Astfel, concentrații foarte mici de impurități influențează foarte puternic proprietățile de conducție, deși acestea nu au efecte perceptibile asupra proprietăților chimice sau mecanice ale semiconductorului.

Experiența arată că există o dependență a concentrației $n_i$ de temperatură după o lege de tip exponențial (fig. 6.9).

Pe această proprietate se bazează principiul de funcționare al *termistoarelor*, dispozitive semiconductoare cu aplicații largi în electronică.

În figura 6.10 este prezentată concentrația de electroni de conducție și de goluri în funcție de temperatură în cazul semiconductorului de Si ex-

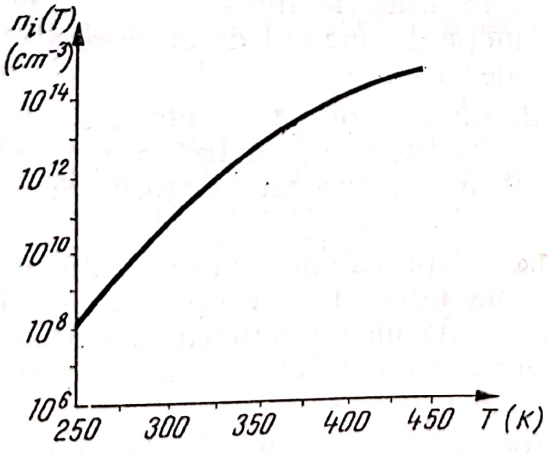



**Fig. 6.9.** Dependența de temperatură a concentrației intrinseci de purtători la echilibru în Si.

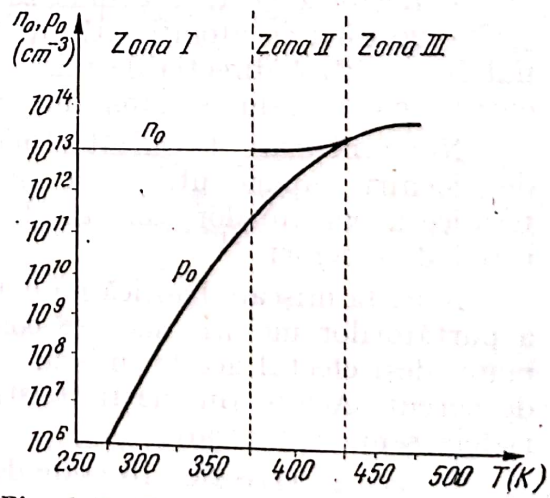



**Fig. 6.10.** Dependența de temperatură a concentrațiilor $n_0$ și $p_0$ într-un semiconductor (Si) extrinsec la echilibru.



Scanned with OKEN Scanner

trinsec care conține o concentrație de atomi donori $N_d = 10^{13}$ cm$^{-3}$ și o concentrație neglijabilă de atomi acceptori, $N_a \approx 0$. Această caracteristică prezintă trei zone distincte [39]:

— La *temperaturi mai joase* (zona I), concentrația de electroni de conducție este practic constantă, iar concentrația de goluri variază mult cu temperatura. În acest domeniu de temperaturi, concentrațiile de purtători de sarcină mobili se datorează în principal procesului de formare a electronilor de conducție prin ionizarea impurităților donoare, care este preponderent.

— În jurul *temperaturii de 400 K* (zona II) procesul extrinsec de generare a purtătorilor mobili are aproximativ aceeași pondere cu procesul intrinsec.

— La *temperaturi mai ridicate* (zona III) procesul intrinsec de generare a purtătorilor mobili de sarcină devine preponderent. Concentrațiile de electroni de conducție și goluri la echilibru depind de temperatură astfel:

$$n_0 \sim e^{\left(-\frac{W_n}{k_B T}\right)}; \quad p_0 \sim e^{\left(-\frac{W_p}{k_B T}\right)}, \tag{6.14}$$

unde *energiile de acționare a purtătorilor de sarcină* $W_n$ și $W_p$ nu sînt egale, fiind determinate de mecanismul concret de generare, dar au valori constante (independente de temperatură), fiind caracteristice fiecărui semiconductor și tip de impuritate. Astfel:

$$W_n + W_p = A = \text{constant}.$$

Rezultă:

$$n_0 p_0 \simeq e^{\left[-\frac{W_n + W_p}{k_B T}\right]} \simeq e^{\left(-\frac{A}{k_B T}\right)} = f(T) \tag{6.15}$$

ceea ce confirmă relația (6.9); $k_B$ este constanta lui Boltzmann.

Electronii de conducție au o energie cinetică nenulă, care le permite să se deplaseze în rețeaua cristalină. Această mișcare poartă numele de *mișcare termică*, deoarece originea sa este vibrația termică a rețelei.

Traiectoria pe care evoluează electronii de conducție se modifică datorită ciocnirii cu atomii întîlniți în cale. În urma fiecărei ciocniri electronul își modifică direcția de mișcare în funcție de unghiul de ciocnire și de energia electronului și atomului înainte de ciocnire.

Numărul mare de purtători mobili de sarcină corelat cu numărul mare de ciocniri impune utilizarea metodelor statistice de analiză a mișcării termice a purtătorilor, care au deci o mișcare cu caracter aleatoriu, întreruptă de ciocniri.

Această mișcare haotică nu determină o deplasare netă în nici o direcție a purtătorilor mobili, dacă se consideră un interval de timp suficient de mare, deși efectul acestei mișcări este existența unor fluctuații instantanee de curent. Aceste fluctuații constituie sursa zgomotului termic din materialele semiconductoare.

În ceea ce privește viteza de deplasare a purtătorilor mobili de-a lungul traiectoriei lor, aceasta este determinată în primul rînd de valoarea energiei cinetice primită în procesul de apariție a purtătorilor respectivi. Evi-



Scanned with OKEN Scanner

dent, purtătorii mobili nu au toți aceeași viteză. În plus, de-a lungul traiectoriei, purtătorii își pot modifica viteza datorită ciocnirilor elastice cu atomii. Variația vitezei este determinată de necesitatea menținerii condiției de echilibru cu rețeaua cristalină; tendința generală de scădere a vitezei purtătorilor produce creșterea vibrației atomilor, deci mărirea temperaturii semiconductorului; creșterea vitezei purtătorilor în detrimentul energiei de vibrație atomică determină răcirea semiconductorului. Echilibrul termic este realizat atunci cînd energia cinetică cîștigată de unii purtători mobili de sarcină prin ciocniri este egală în medie cu cea pierdută de ceilalți purtători prin alte ciocniri, ceea ce dă un caracter dinamic echilibrului termic. Viteza medie a purtătorilor mobili de sarcină în condiții de echilibru depinde deci numai de temperatură, fiind de ordinul $10^7$ cm.s$^{-1}$, la temperatura ambiantă.

În condiții de echilibru termodinamic al cristalului semiconductor, *concentrațiile de electroni de conducție* sînt determinate de *natura semiconductorului*, de *temperatura de echilibru* și de *concentrațiile impurităților*.

Concentrațiile de purtători mobili se pot modifica foarte mult în cazul în care echilibrul este perturbat. Echilibrul poate fi perturbat pe mai multe căi, interes practic prezentînd în special *injecția de purtători*, care constă în introducerea din exterior de goluri sau electroni într-un semiconductor prin intermediul unui contact metalic sau al unui contact semiconductor și *efectul fotoelectric intern*, care constă în introducerea de energie de natură electromagnetică în cristal. Rezultă că cele două concentrații $n$ și $p$ de purtători mobili de sarcină dintr-un semiconductor, în cazul general, diferă de valorile $n_0$ și $p_0$ ale acestor concentrații în condiții de echilibru termodinamic prin așa-numita *„concentrație în exces"* $\Delta n$ și respectiv $\Delta p$ care caracterizează tocmai abaterea de la echilibru. Deci, în condiții de neechilibru, concentrațiile de goluri și electroni de conducție au următoarele expresii:

$$\begin{aligned} p &= p_0 + \Delta p \\ n &= n_0 + \Delta n \end{aligned} \tag{6.16}$$

În acest caz densitatea de sarcină spațială poate fi scrisă sub forma:

$$\rho = e(p_0 + N_d - n_0 - N_a) + e(\Delta p - \Delta n) = \rho_0 + \Delta\rho, \tag{6.17}$$

unde $\rho_0$ reprezintă densitatea de sarcină spațială la echilibru, avînd valoare nulă în semiconductoarele omogene, iar $\Delta\rho$ reprezintă sarcina spațială datorată excesului de purtători.

În cazul în care excesul de concentrație de goluri este aproximativ egal cu excesul de concentrație de electroni de conducție, rezultă $\Delta\rho \approx 0$, păstrîndu-se astfel o neutralitate electrică aproximativă chiar în cazul existenței unui exces de purtători. Această condiție, numită *condiție de cvasineutralitate*, poate fi scrisă sub următoarea formă:

$$\begin{aligned} |\Delta n - \Delta p| &\ll \Delta n; \\ |\Delta n - \Delta p| &\ll \Delta p. \end{aligned} \tag{6.18}$$

Semiconductoarele cvasi-neutre se caracterizează prin faptul că pot apărea perturbări puternice ale purtătorilor mobili fără a se produce abateri mari de la condiția de neutralitate electrică; aceasta este consecința directă a existenței a două tipuri de purtători mobili de sarcină de sens opus.



Scanned with OKEN Scanner

Trebuie remarcat faptul că, în situații de neechilibru, relația (6.10) nu mai este valabilă.

Spre deosebire de aceasta, relația (6.8) își păstrează valabilitatea chiar în cazul unor concentrații nenule de purtători în exces, deoarece $\rho = 0$, chiar în condiții de neechilibru. Așa cum va rezulta din analiza ulterioară a dispozitivelor semiconductoare, toate proprietățile utile ale acestora depind de faptul că, concentrațiile de purtători pot fi perturbate local fără a produce abateri importante de la condiția de neutralitate electrică.

Într-un semiconductor la echilibru termodinamic cu mediul înconjurător, acest echilibru are un caracter dinamic astfel încît concentrațiile $n_0$ și $p_0$ nu sînt determinate de aceiași electroni de conducție și respectiv goluri în orice moment: mecanismele de generare a purtătorilor mobili de sarcină precum și mecanismele inverse de recombinare a acestor purtători există în semiconductor chiar în condiții de echilibru termodinamic. Condiția ca $n_0$ și $p_0$ să aibă valori constante și determinate numai de temperatura de echilibru și concentrațiile de impurități se realizează prin faptul că în fiecare moment se rup și se refac un număr egal de legături covalente și, respectiv, se ionizează un număr de atomi de impuritate egal cu numărul de ioni care devin atomi neutri în semiconductorul respectiv; în caz contrar s-ar produce încălzirea sau răcirea cristalului semiconductor, fapt nepermis de mediul înconjurător cu rol de termostat.

Dacă $n > n_0$ și $p > p_0$, deci $\Delta n$ și $\Delta p$ sînt pozitive, apare tendința de revenire la starea normală a semiconductorului corespunzătoare echilibrului cu mediul exterior prin mecanismul de *recombinare a perechilor gol-electron de conducție*, energia rezultată fiind cedată în exterior; revenirea la concentrațiile de echilibru are loc nu instantaneu, ci cu o viteză finită $R$, definită prin numărul de legături covalente refăcute în unitatea de timp și unitatea de volum.

Dacă $n < n_0$ și $p < p_0$, deci $\Delta n$ și $\Delta p$ sînt negative, apare tendința de revenire la starea normală prin procesul invers de *rupere a legăturilor covalente*, caracterizat de o viteză finită $G$.

În ambele situații prezentate anterior există simultan ambele procese de *generare* și *recombinare*, datorită caracterului statistic și dinamic al proceselor respective.

Deci, dacă într-un semiconductor apar purtători mobili de sarcină în exces datorită unei cauze exterioare, atunci la încetarea acționării acesteia semiconductorul tinde să revină la starea de echilibru, caracterizat prin ponderea egală a proceselor de generare și recombinare a purtătorilor. Această revenire are loc prin creșterea ponderii unuia dintre cele două procese după cum $n > n_0$ sau $n < n_0$.

*Vitezele de recombinare și generare a purtătorilor* depind de concentrația purtătorilor în exces; în cele mai multe situații de interes practic, aceste viteze sînt funcții liniare și omogene de concentrațiile în exces:

$$\begin{aligned} R &= a\Delta n + b\Delta p \\ G &= a'\Delta n + b'\Delta p \end{aligned} \tag{6.19}$$

unde $a$, $b$, $a'$, $b'$ sînt coeficienți care nu depind de $\Delta n$ și $\Delta p$.

În situațiile în care este îndeplinită condiția de cvasineutralitate:

$$R \approx (a + b)\Delta n \approx (a + b)\Delta p \tag{6.20}$$



Scanned with OKEN Scanner

sau

$$R \approx \frac{\Delta n}{\tau} \approx \frac{\Delta p}{\tau} \tag{6.21}$$

unde parametrul $\tau$ reprezintă *timpul de viață al purtătorilor în exces*, adică timpul de revenire la starea de echilibru. Acest parametru depinde de natura chimică și metalurgică a semiconductorului, avînd valori de ordinul 1 ns — 1 ms.

## 6.3. FENOMENE DE TRANSPORT. CURENTUL ELECTRIC

În interiorul cristalului semiconductor, la echilibru termodinamic, purtătorii mobli de sarcină pozitivă și negativă execută o mișcare de agitație termică. Dar, deși viteza de mișcare este mare (aproximativ $10^7$cm $s^{-1}$), datorită caracterului aleatoriu al mișcării termice, aceasta nu are o componentă medie netă pe nici o direcție din spațiu.

Prin aplicarea unui cîmp electric $\overline{\mathcal{E}}$, peste mișcarea termică pasivă a purtătorilor se suprapune o mișcare efectivă uniform accelerată; apare astfel un efect de distorsionare a traiectoriilor purtătorilor mobili de sarcină care determină, ca efect mediu net de ansamblu, un flux dirijat de purtători mobili de sarcină, ceea ce reprezintă așa-zisul *efect de drift* sau *de alunecare*.

Vitezele cu care se deplasează golurile și respectiv electronii de conducție, numite *viteze* de *drift* sau de *alunecare*, sînt proporționale cu intensitatea cîmpului electric exterior, $\overline{\mathcal{E}}$. Astfel, grupul de goluri care populează un element de volum al semiconductorului, are o viteză de drift $\overline{v}_p$ egală cu:

$$\overline{v}_p = \mu_p \overline{\mathcal{E}} \tag{6.22}$$

unde constanta de proporționalitate $\mu_p$ este independentă de cîmpul electric și se numește *coeficient de mobilitate* sau simplu *mobilitatea golurilor*.

Similar, se definește viteza de drift $\overline{v}_n$, a electronilor de conducție:

$$\overline{v}_n = -\mu_n \overline{\mathcal{E}} \tag{6.23}$$

unde $\mu_n$ reprezintă *coeficientul de mobilitate* sau *mobilitatea electronilor*. Semnul minus din relația (6.23) se datorează faptului că electronii de conducție, avînd sarcina negativă, se deplasează în sens contrar cîmpului electric aplicat.

Mobilitatea purtătorilor se definește ca viteza de drift a purtătorilor determinată de un cîmp electric de intensitate unitate și caracterizează agilitatea cu care purtătorii se strecoară printre nodurile rețelei cristaline în cadrul unei mișcări dirijate produsă de un cîmp electric exterior. Experiența a arătat că mobilitatea variază invers proporțional cu temperatura. Mobilitatea este influențată de prezența diferitelor defecte existente în rețeaua cristalină și a unor impurități, care determină apariția unor mecanisme suplimentare de ciocnire mărind probabilitatea de ciocnire; așadar, la *creșterea concentrației de impurități mobilitatea scade* (fig. 6.11).

Ca ordin de mărime, atît în Si cît și în Ge mobilitatea are, la temperatură ambiantă, valori de ordinul $10^3$cm$^2$/Vs.



Scanned with OKEN Scanner

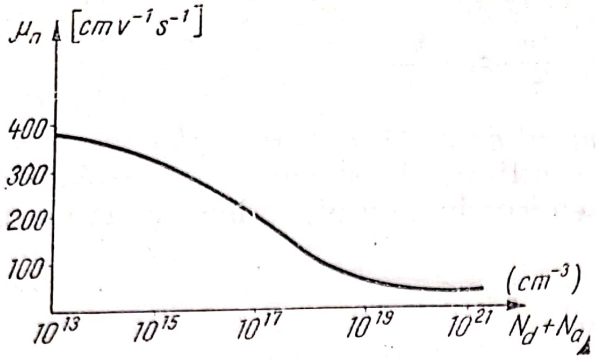



**Fig. 6.11.** Dependența mobilității de concentrația de impurități în cazul semiconductorului de Ge la 300 K.

Sub acțiunea cîmpului electric aplicat $\bar{\mathcal{E}}$ apar densitățile de curent de electroni $\bar{J}_n$ și de goluri $\bar{J}_p$ în sensul mișcării golurilor, respectiv în sens opus mișcării electronilor, adică ambele în sensul cîmpului electric $\bar{\mathcal{E}}$ (fig. 6.12):

$$\bar{J}_p = \frac{dQ}{Adt}\,\bar{1}_{\mathcal{E}} = \frac{epAdl}{Adt}\,\bar{1}_{\mathcal{E}} = epv_p\,\bar{1}_{\mathcal{E}} = ep\bar{v}_p = ep\mu_p\bar{\mathcal{E}} \qquad (6.24)$$

$$\bar{J}_n = \frac{dQ}{Adt}\,\bar{1}_{\mathcal{E}} = -\frac{enAdl}{Adt}\,\bar{1}_{\mathcal{E}} = -env_n = en\mu_n\bar{\mathcal{E}} \qquad (6.25)$$

unde $\bar{1}_{\mathcal{E}}$ este versorul cîmpului electric.

Densitatea totală de curent de drift în semiconductor datorată ambelor tipuri de purtători este:

$$\bar{J} = \bar{J}_n + \bar{J}_p = e\,(n\mu_n + p\mu_p)\,\bar{\mathcal{E}} \qquad (6.26)$$

Dar conform legii lui Ohm în formă locală:

$$\bar{J} = \sigma\,\bar{\mathcal{E}} \qquad (6.27)$$

unde $\sigma$ reprezintă *conductivitatea electrică*.

Prin identificarea ecuațiilor (6.26) și (6.27) se obține:

$$\sigma = e\,(n\mu_n + p\mu_p) \qquad (6.28)$$

În cazul *metalelor*, unde nu există decît electroni de conducție, (6.28) devine:

$$\sigma = en\mu_n, \qquad (6.29)$$

de unde rezultă că, la creșterea temperaturii, conductivitatea electrică a metalelor scade deoarece numărul $n$ de electroni de conducție este constant, iar mobilitatea lor scade.

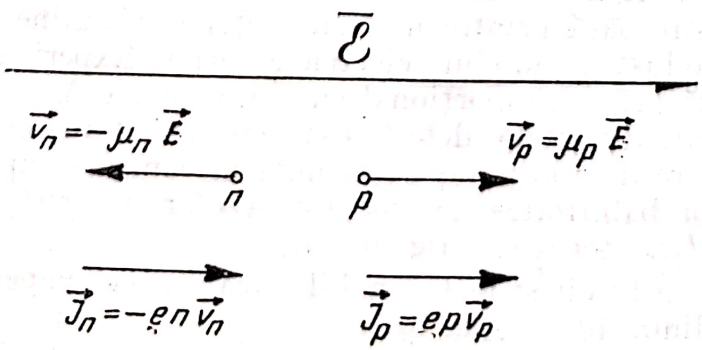



**Fig. 6.12.** Sensul vitezelor purtătorilor mobili și densităților de curent produse de cîmpul electric $\mathcal{E}$.

În cazul unui *semiconductor intrinsec*, $\sigma$ are următoarea expresie:

$$\sigma_i = en_i(\mu_n + \mu_p) \tag{6.30}$$

Se constată că, la creșterea temperaturii, $\sigma_i$ crește deși $\mu_n$ și $\mu_p$ scad (aproximativ liniar cu creșterea temperaturii), concentrația intrinsecă $n_i$ crescînd mult mai repede cu temperatura (după o lege de tip exponențial).

În cazul unui *semiconductor extrinsec* la temperatura ambiantă, conductivitatea electrică a semiconductorului de tip $n$ ($n \simeq N_d \gg n_i$) este:

$$\sigma_n \simeq en\mu_n \simeq e\mu_n N_d, \tag{6.31}$$

iar a semiconductorului de tip $p$ ($p \simeq N_a \gg n_i$):

$$\sigma_p \simeq ep\mu_p \simeq e\mu_p N_a \tag{6.32}$$

În jurul temperaturii ambiante, semiconductoarele dopate de tip $n$ sau $p$ se caracterizează prin faptul că conductivitatea lor electrică scade la creșterea temperaturii, similar metalelor, concentrația de purtători mobili de sarcină majoritari fiind constantă în ambele cazuri.

Pentru un domeniu larg de temperatură, *variația tipică a conductivității unui semiconductor extrinsec* este prezentată în figura 6.13 putîndu-se defini trei zone distincte: *zona I* (la *temperaturi scăzute*), caracterizată prin creșterea exponențială a lui $\sigma_n$ cu temperatura, pe măsură ce crește numărul de purtători majoritari; *zona II* (la *temperaturi normale*), caracterizată prin faptul că, practic, toți atomii donori fiind ionizați, $\sigma_n$ scade la creșterea temperaturii la fel cum scade mobilitatea purtătorilor majoritari; *zona III* (la *temperaturi mari*) caracterizată prin faptul că, procesul intrinsec de generare de perechi gol-electron de conducție prin ruperea legăturilor covalente devenind puternic, semiconductorul tinde să se comporte ca un semiconductor intrinsec ($\sigma_n \to \sigma_i$).

*Datorită concentrațiilor neuniforme a purtătorilor mobili de sarcină*, în interiorul semiconductorului iau naștere mișcări dirijate ale purtătorilor mobili dinspre regiunile cu concentrații mari către regiunile cu concentrații mici de purtători, ceea ce constituie *fenomenul de difuzie* a purtătorilor de sarcină în semiconductor. Pentru a analiza fenomenul de difuzie, se consideră un semiconductor în care concentrația de purtători, de exemplu golurile, variază în lungul axei $x$ după o lege în conformitate cu figura 6.14, iar distribuția de concentrații este presupusă unidimensională în sensul că în orice secțiune perpendiculară pe axa $x$, concentrația este uniformă. Fie secțiunea transversală caracterizată de coordonata $x_0$; datorită agitației termice golu-

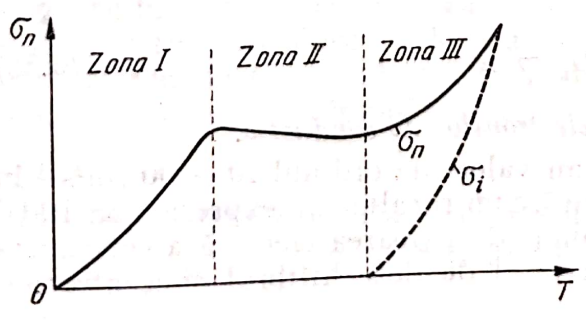



**Fig. 6.13.** Dependența de temperatură a conductivității electrice în cazul unui semiconductor extrinsec de tip $n$.

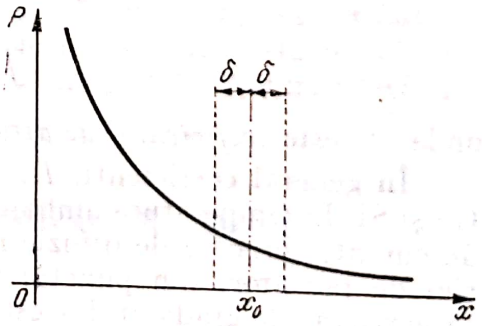



**Fig. 6.14.** Distribuția neuniformă de goluri de-a lungul axei $x$.

rile vor străbate interfața $x_0$ din stînga către dreapta și invers, cu aceeași probabilitate. Se consideră două volume egale de o parte și alta a interfeței $x_0$ caracterizate de grosimea $\delta$; în unitatea de timp, numărul efectiv de goluri din fiecare volum care străbat interfața este egal cu produsul dintre probabilitatea de traversare și numărul de goluri existente în volumul respectiv. Deoarece concentrațiile nu sînt egale în cele două volume, rezultă că numărul de goluri care traversează interfața $x_0$ din stînga către dreapta este mai mare decît cel de goluri care trec de la dreapta către stînga, rezultînd astfel un flux net de purtători ($\mathcal{F}$, care este orientat spre regiunea cu concentrația mai mică, fiind proporțional cu dezechilibrul concentrațiilor:

$$\mathcal{F} = \text{const.}(p_- - p_+) \tag{6.33}$$

unde $p_-$ este concentrația de goluri din volumul $\delta$ din stînga lui $x_0$, iar $p_+$ corespunde volumului $\delta$ din dreapta lui $x_0$.

Prin trecerea la limită, cînd $\delta$ tinde către zero, acest flux net de purtători este proporțional cu tangenta la caracteristica de concentrație în punctul $x_0$:

$$\overline{\mathcal{F}}(x_0) = -D_p \left(\frac{dp}{dx}\right)_{x=x_0} \bar{1}_x, \tag{6.34}$$

unde $\bar{1}_x$ este versorul axei $x$, iar semnul minus a fost impus de faptul că pentru $dx>0$ rezultă $dp<0$, corespunzător deplasării purtătorilor. Constanta de proporționalitate $D_p$ nu depinde de concentrație și se numește *coeficient de difuzie a golurilor*.

Fluxul de purtători mobili determină un curent electric caracterizat de densitatea de curent $\bar{J}_p$:

$$\bar{J}_p = e\overline{\mathcal{F}} = -e D_p \frac{dp}{dx} \bar{1}_x \tag{6.35}$$

unde constanta $D_p$ este coeficientul de difuzie a golurilor.

În cazul general al variației tridimensionale a lui $p(x, y, z)$, rezultă forma generală a densității de curent electric de goluri:

$$\bar{J}_p = -eD_p \nabla p \tag{6.36}$$

Reluînd analiza difuziei electronilor de conducție se obțin expresiile densității de curent de electroni în cazul unidimensional și respectiv tridimensional:

$$\bar{J}_n = -e\overline{\mathcal{F}} = eD_n \frac{dn}{dx} \bar{1}_x \tag{6.37}$$

$$\bar{J}_n = eD_n \nabla n \tag{6.38}$$

unde $D_n$ este *coeficientul de difuzie a electronilor de conducție*.

În general coeficienții $D_p$ și $D_n$ au valori de ordinul 10—100 $cm^2s^{-1}$ în Ge și Si, la temperatură ambiantă. După cum rezultă din expresia densității de curent, curentul de difuzie nu depinde de valoarea efectivă a concentrației de purtători din punctul respectiv, ci de dezechilibrul concentrației, caracterizat de gradientul acesteia.

De cele mai multe ori într-un semiconductor există concomitent cîmpuri electrice și gradienți de concentrații. Pentru mici abateri de la echilibru,



Scanned with OKEN Scanner

densitatea totală a curentului de purtători mobili poate fi în mod rezonabil considerată ca o combinație liniară a două *densități de curent componente*, una de *drift* și cealaltă de *difuzie*, corespunzătoare suprapunerii fără interacție a celor două efecte:

$$\bar{J}_p = e(p\mu_p\bar{\mathcal{E}} - D_p \nabla p) \tag{6.39}$$

$$\bar{J}_n = e(n\mu_n\bar{\mathcal{E}} + D_n \nabla n). \tag{6.40}$$

Între cele două fenomene, *driftul* și *difuzia*, care caracterizează semiconductorul cu echilibrul deteriorat există o legătură cauzală exprimabilă cantitativ cu ajutorul relațiilor lui Einstein:

$$\frac{D_p}{\mu_p} = \frac{D_n}{\mu_n} = \frac{k_B T}{e}. \tag{6.41}$$

Dependența dintre cele două fenomene este justificată fizic prin originea lor comună: mișcarea termică aleatorie a purtătorilor.

În anexa *A*1 se analizează distribuția și curgerea purtătorilor de sarcină într-un semiconductor, în care echilibrul este perturbat prin anumite mecanisme specifice dispozitivelor semiconductoare. Printr-un șir de cazuri particulare, caracterizate prin anumite mecanisme de perturbare a echilibrului, se prezintă o serie de fenomene fizice importante pentru studiul diodelor și tranzistoarelor.

Analiza curgerii purtătorilor în semiconductori scoate în evidență două concluzii importante ce sînt extrem de utile pentru lămurirea fenomenelor și comportării dispozitivelor semiconductoare:

— Mai întîi se relevă că studiul oricărei probleme, în care intervine distribuția și curgerea purtătorilor în exces, trebuie să înceapă cu *enunțarea ecuațiilor de continuitate* pentru aceștia. În cazul aproximărilor unidimensionale și statice, *ecuațiile de continuitate exprimă echilibrul între circulația purtătorilor și recombinare.*

— Dacă materialul este extrinsec, dacă nivelul de injecție este mic și dacă se menține cvasineutralitatea apare evident *avantajul efectuării analizei numai asupra purtătorilor minoritari*; acest avantaj este dat de faptul că injecția de purtători în exces, prin cîmpul electric pe care-l generează, modifică numai curgerea purtătorilor majoritari, curgerea minoritarilor fiind neglijabil influențată de acest cîmp. Din acest motiv purtătorii minoritari circulă datorită unui cîmp a cărui valoare este dată de cîmpul ce există în semiconductor înaintea injecției. În acest fel se obține o dependență liniară a curentului de purtători minoritari de concentrația de purtători în exces; *ecuațiile de continuitate* explicitate în acest caz *pentru purtătorii minoritari conduc*, ținînd cont de condițiile la limită, impuse de structură, *la distribuția purtătorilor în exces*. Pornind de la aceasta se determină distribuția de goluri și de electroni în semiconductor și apoi curentul de purtători minoritari și majoritari, precum și cîmpul electric.

## 6.4. JONCȚIUNEA *pn*. DIODA SEMICONDUCTOARE CU JONCȚIUNI

Se presupune un cristal semiconductor format din două regiuni (fig. 6.15). Regiunea *I* este impurificată cu atomi de impurități acceptoare, avînd deci conductibilitate de tip *p* și în care purtătorii majoritari sînt golurile,



Scanned with OKEN Scanner

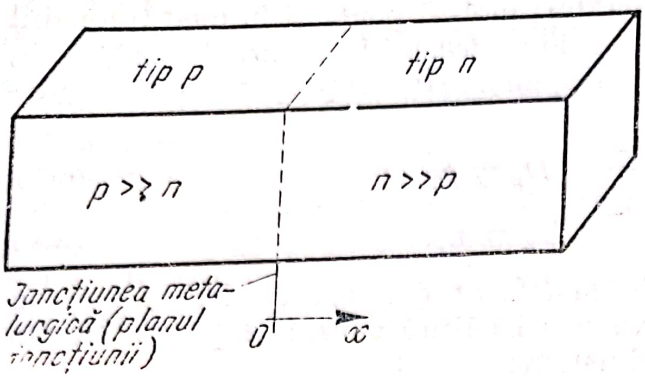



**Fig. 6.15.** Structura fizică a unei joncțiuni *pn*.

iar purtătorii minoritari, electronii. Regiunea *II* este impurificată cu atomi de impurități donoare, avînd deci conductibilitate de tip *n* și în care purtătorii majoritari sînt electronii, iar purtătorii minoritari, golurile. Regiunea de trecere de la o conductibilitate de un anumit tip la o conductibilitate de tipul opus, într-o porțiune foarte îngustă a unui cristal semiconductor (de ordinul $10^{-6} \div 10^{-4}$ cm, depinzînd de tehnologia de fabricare), se numește joncțiune *pn*. Proprietățile joncțiunii *pn* stau la baza funcționării marii majorități a dispozitivelor semiconductoare [35, 42].

În figura 6.16 se prezintă distribuția de impurități în cazul unei joncțiuni *pn* abrupte (idealizate).

O joncțiune *pn* este la echilibru atunci cînd aceasta este la o temperatură uniformă și cînd asupra sa nu acționează nici o perturbație externă, cum ar fi lumina sau o tensiune de polarizare.

Se consideră structura fizică a unei joncțiuni *pn* abrupte (idealizate), în condiții de echilibru.

În *regiunea omogenă de tip p*, departe de joncțiune, concentrațiile de goluri (purtătorii majoritari) și de electroni (purtătorii minoritari) sînt uniforme și sînt determinate numai de concentrația acceptorilor ($N_A \gg n_i$) și de temperatură. Concentrațiile la echilibru $p_{po}$ de goluri și de electroni $n_{po}$ sînt date de relațiile:

$$\left.\begin{aligned} p_{po} &\simeq N_A \\ n_{po} &\simeq \frac{n_i^2(T)}{N_A} \end{aligned}\right\} p_{po} \gg n_{po} \qquad (6.42)$$

Pentru valori tipice ale concentrației de impuritate acceptoare ($N_A$), raportul dintre concentrația purtătorilor majoritari și minoritari la echilibru ($p_{po}/n_{po}$) este de ordinul $10^8 \div 10^{10}$.

În mod similar, *în regiunea omogenă de tip n*, departe de joncțiune, concentrațiile de electroni (purtători majoritari) și de goluri (purtători minoritari) sînt uniforme și sînt determinate, de asemenea, numai de concentrația

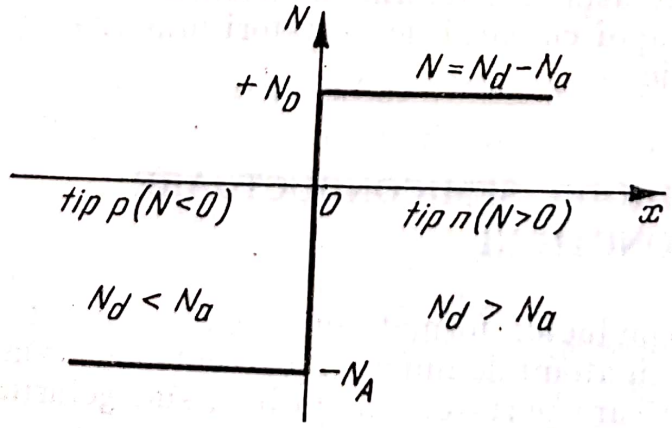



**Fig. 6.16.** Distribuția de impurități la o joncțiune *pn* abruptă:

$N = N_d - N_a$ – concentrația de netă impurități; $N_a$ – concentrația impurităților acceptoare; $N_d$ – concentrația impurităților donoare; $N_A$, $N_D$ – concentrațiile nete de impurități în regiunile omogene de tip *p*, respectiv de tip *n*.



Scanned with OKEN Scanner

donorilor ($N_D \gg n_i$) și de temperatură. Concentrațiile la echilibru de electroni ($n_{no}$) și de goluri ($p_{no}$) sînt date de relațiile:

$$\left.\begin{aligned} n_{no} &\simeq N_D \\ p_{no} &\simeq \frac{n_i^2(T)}{N_D} \end{aligned}\right\} \; n_{no} \gg p_{no} \tag{6.43}$$

La valori tipice pentru concentrația de impurități donoare ($N_D$), raportul dintre concentrația purtătorilor majoritari și concentrația purtătorilor minoritari $\frac{n_{no}}{p_{no}}$ este de asemenea de ordinul $10^8 \div 10^{10}$.

În apropiere de planul joncțiunii există gradienți ai concentrației de goluri și de electroni (fig. 6.17).

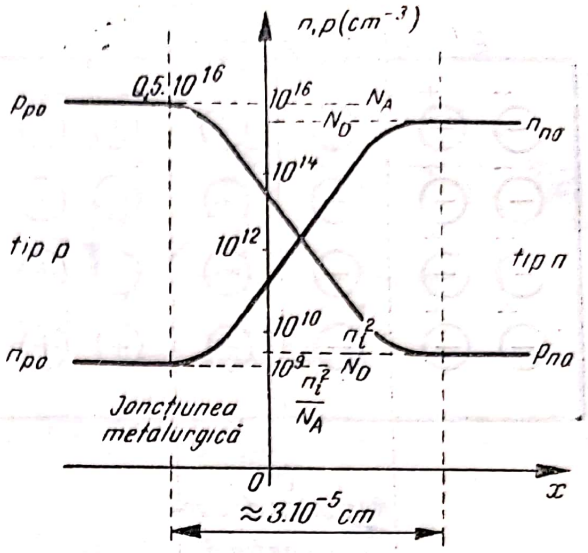



*Fig.* **6.17.** Concentrațiile de purtători majoritari și minoritari la echilibru pentru un material semiconductor (*Ge*) în care:
$n_i^2 = 10^{25}$ cm$^6$; $N_D = 0{,}5.10^{16}$cm$^{-3}$; $N_A = 10^{16}$cm$^{-3}$.

Datorită existenței și orientării gradienților concentrațiilor de purtători, în apropierea planului joncțiunii, apare un proces natural de *difuzie a purtătorilor mobili de sarcină, dinspre regiunile cu concentrație mare spre regiunile cu concentrație scăzută*. Astfel, golurile, purtători majoritari în regiunea de tip $p$, tind să difuzeze în regiunea de tip $n$, iar electronii, purtători majoritari în regiunea de tip $n$, tind să difuzeze în regiunea de tip $p$. Prin aceasta, concentrațiile purtătorilor mobili de sarcină din cele două regiuni ale joncțiunii tind să se uniformizeze. Desigur, vor difuza mai întîi purtătorii majoritari din imediata vecinătate a planului joncțiunii ($x = 0$). Prin difuzia purtătorilor majoritari, prin planul joncțiunii, în locul acestora vor rămîne necompensate sarcinile ionilor imobili din nodurile rețelei cristaline. Astfel, în regiunea de tip $p$, în imediata vecinătate a planului joncțiunii, prin plecarea golurilor majoritare, sarcina electrică negativă a ionilor acceptori ficși în rețeaua cristalină a materialului semiconductor nu mai este neutralizată și se formează aici o porțiune cu sarcină spațială negativă. Similar, în regiunea de tip $n$ din apropierea planului joncțiunii, prin plecarea electronilor majoritari, sarcina electrică pozitivă a ionilor donori ficși în rețeaua semiconductorului nu mai este compensată și se formează aici o porțiune de sarcină spațială pozitivă. Așadar, prin difuzia purtătorilor de sarcină majoritari, de o parte și de alta a planului joncțiunii, se formează *regiunea de trecere* sau *regiunea de sarcină electrică spațială*, constituită din două straturi vecine cu sarcini electrice de semn contrar. În figura 6.18 se evidențiază formarea regiunii de sarcină spațială la o joncțiune $pn$ la echilibru. Această distribuție a sarcinii electrice spațială la o joncțiune $pn$ care reprezintă un strat dipolar — determină apariția unui cîmp electric intern $\mathcal{E}$ îndreptat dinspre regiunea de tip $n$ înspre regiunea de tip $p$. Acest cîmp electric $\mathcal{E}$, datorită sensului său, tinde să frîneze procesul de difuzie a purtătorilor de sarcină majoritari (se opune cauzei care l-a creat). Dar există și purtători de sarcină minoritari (electronii în regiunea de tip $p$, respectiv golurile în regiunea de tip $n$), a căror deplasare este favorizată de acest cîmp electric intern.



Scanned with OKEN Scanner

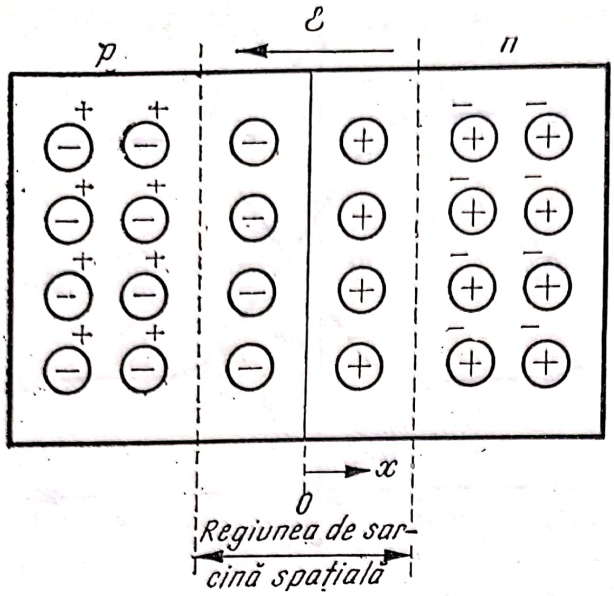



Fig. 6.18. ⊖ ioni acceptori, ⊕ ioni donori } ficși în rețea
+ goluri, − electroni } purtători majoritari

Deci, putem privi *joncțiunea pn* ca fiind formată dintr-un *strat dipolar de sarcină spațială, cuprins între regiuni neutre* (una de tip *p*, cealaltă de tip *n*) *cu sarcină spațială neglijabilă*. În condiții de echilibru, în regiunea de sarcină spațială se creează un cîmp electric intern de o asemenea valoare, încît numărul de purtători majoritari care reușesc să difuzeze prin planul joncțiunii este echilibrat de numărul de purtători minoritari care traversează planul joncțiunii în sens invers (fig. 6.19). În figura 6.19 s-a considerat că sensul curentului este dat de sensul de deplasare a sarcinilor electrice pozitive (golurile). Electronii, deși se deplasează în sens opus, dau naștere la un curent electric îndreptat în același sens cu cel al golurilor, deoarece au sarcină electrică negativă. Așadar, *la echilibru, numărul de purtători majoritari care reușesc să difuzeze prin planul joncțiunii este egal cu numărul de purtători minoritari antrenați de cîmpul electric intern în sens invers*, astfel încît *curentul rezultant care străbate joncțiunea pn este nul*:

$$i_A = (i_{pM} + i_{nM}) + (-i_{pm} - i_{nm}) = 0. \qquad (6.44)$$

*Curentul de purtători majoritari* (*curentul de difuzie*) este determinat de existența gradientului de concentrație a purtătorilor în regiunea de trecere și este alimentat de purtătorii majoritari care au suficientă energie pentru a pătrunde în regiunea de trecere (pentru a învinge efectul frînant al cîmpului electric intern).

*Curentul de purtători minoritari* (*curentul de cîmp*) este determinat de existența cîmpului electric în regiunea de sarcină spațială. Purtătorii de sarcină majoritari, care reușesc să difuzeze prin planul joncțiunii, devin purtători minoritari în regiunea cealaltă; cea mai mare parte din aceștia sînt supuși unui proces de recombinare și puțini din ei mai revin în regiunea din care au plecat. Astfel, curentul de purtători minoritari este alimentat de

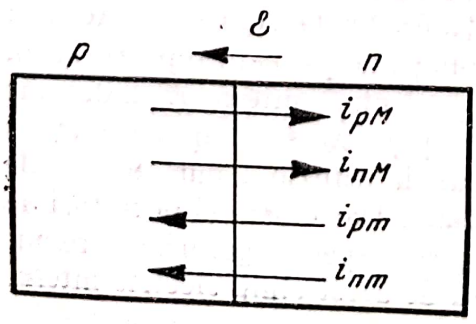



Fig. 6.19. $i_{pM}$ — curent de goluri majoritare, $i_{nM}$ — curent de electroni majoritari } curenți de difuzie;
$i_{pm}$ — curent de goluri minoritare, $i_{nm}$ — curent de electroni minoritari } curenți de cîmp;
$i_A$ — curent total prin joncțiune;
$i_M = i_m$ ; $i_A = 0$

purtători minoritari, care pătrund în regiunea de trecere, în mod natural, datorită agitației termice și care apoi sînt antrenați de cîmpul electric intern și trecuți înspre regiunea cealaltă.

Cîmpul electric intern există numai în regiunea de sarcină spațială (în regiunile $p$ și $n$ neutre, nu există cîmp electric). *Cîmpul electric intern* este asociat unei *bariere de potențial electrostatic*. Se introduce *potențialul electrostatic* ($V$) cu ajutorul relației:

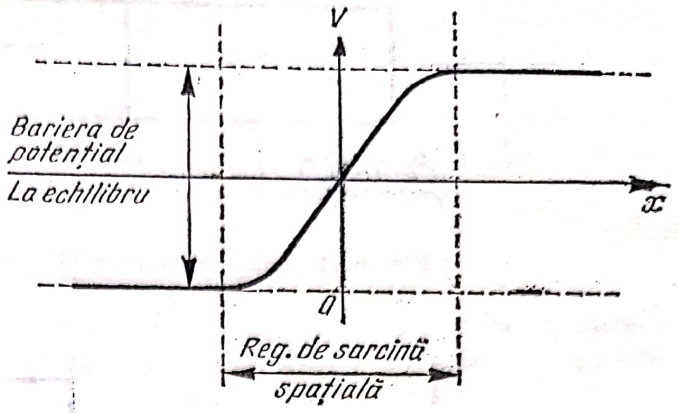



Fig.6.20. Distribuția potențialului electrostatic la echilibru.

$$\mathcal{E}_x = -\frac{dV}{dx} \tag{6.45}$$

Distribuția de potențial are un gradient egal și de semn contrar cu cîmpul electric, regiunea de tip $n$ se găsește la un potențial pozitiv față de regiunea de tip $p$. În afara regiunii de trecere, în regiunile neutre, cîmpul electric intern lipsește și potențialul are valori constante. În regiunea de sarcină spațială, existînd cîmp electric, potențialul ($V$) va prezenta o variație continuă (fig. 6.20).

Deci, lîngă planul joncțiunii există o diferență de potențial electrostatic sau o *barieră de potențial. Cîmpul electric asociat barierei de potențial se opune tendinței de difuzie a purtătorilor majoritari*. Cînd se ajunge la echilibru, această barieră de potențial ($V_0$) reglează curgerea de purtători majoritari pentru a echilibra curgerea în sens invers a purtătorilor minoritari, și deci reduce la zero curgerea netă de purtători.

Pentru valori tipice ale concentrației de impurități și ale concentrației intrinseci de purtători, bariera de potențial la echilibru ($V_0$) este de ordinul cîtorva zecimi de volt. Modificarea înălțimii barierei de potențial se poate obține prin aplicarea unei tensiuni electrice între contactele realizate pe regiunile de tip $p$ și de tip $n$.

Întrucît *regiunea de sarcină electrică spațială a joncțiunii pn* rămîne sărăcită (golită) de purtători mobili de sarcină, rezultă că aceasta *prezintă o conductibilitate electrică scăzută. Cele 2 regiuni neutre*, de o parte și de cealaltă a regiunii de sarcină spațială, cu potențial constant, sînt bogate în purtători majoritari și deci ele *au o conductiblitate electrică mare*.

La aplicarea unei tensiuni electrice ($-U_A$) din exterior, aceasta se regăsește la regiunea de sarcină spațială. Dacă se conectează borna „+" a tensiunii aplicate din exterior la regiunea de tip $n$ și borna „—" la regiunea de tip $p$ (fig. 6.21), atunci se realizează *polarizarea inversă a joncțiunii pn*. În acest caz, cîmpul electric creat de tensiunea ($-U_A$) aplicată joncțiunii din exterior, este îndreptat în același sens cu cîmpul electric intern din regiunea de sarcină spațială. Aceasta are ca efect creșterea înălțimii barierei de potențial, de la valoarea $V_0$ (valoarea barierei de potențial la echilibru) la valoarea $V_0 + U_A$ (fig. 6.22).

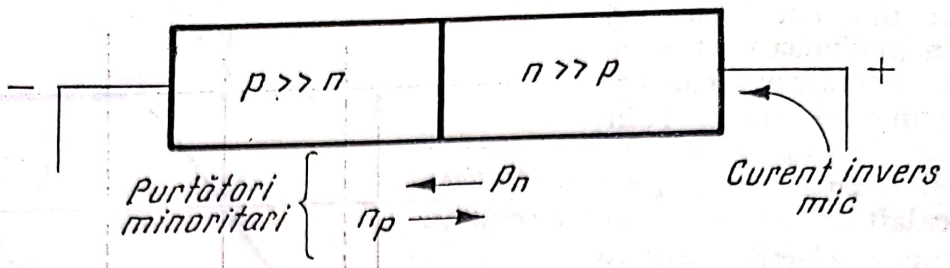



Fig. 6.21. Polarizarea inversă a unei joncțiuni *pn*.

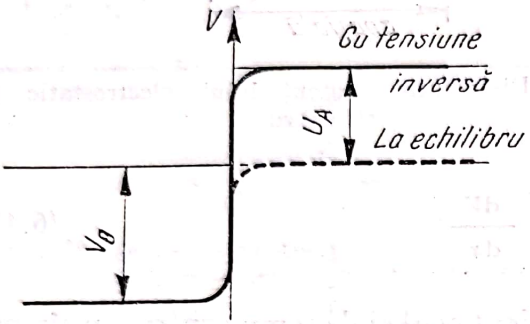



Fig. 6.22. Bariera de potențial la o joncțiune pn polarizată invers.

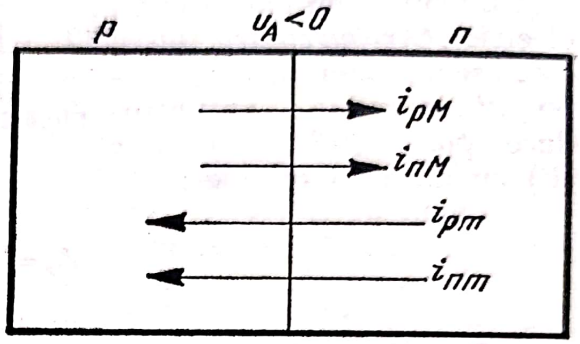



Fig. 6.23. Componentele de curent în joncțiunea *pn* polarizată invers.
$i_M \ll i_m$; $i_A < 0$; $i_A \simeq -(i_{pm} + i_{nm}) =$
$=$ constant $= -i_{sat}$

*Curentul de purtători majoritari* (*curentul de difuzie*) determinat de deplasarea golurilor majoritare dinspre regiunea *p* înspre regiunea de tip *n* și de deplasarea electronilor dinspre regiunea *n* înspre regiunea de tip *p* se micșorează foarte mult, deoarece în calea acestora se află o barieră de potențial mărită. Pentru valori de numai cîteva zecimi de volt ale tensiunii inverse, scăderea curentului de purtători majoritari ($i_{pM} + i_{nM}$) este atît de puternică încît acesta devine neglijabil, față de curentul de purtători minoritari care străbate joncțiunea. Astfel, *curgerea purtătorilor majoritari prin joncțiune este efectiv blocată.*

*Curentul de purtători minoritari* (*curentul de cîmp*) *nu este influențat de mărimea barierei de potențial*, aceștia fiind oricum antrenați de cîmpul electric. Deși cîmpul electric în regiunea de sarcină spațială, în situația de polarizare inversă, s-a mărit, totuși curentul de purtători minoritari păstrează practic aceeași valoare pe care o avea în situația corespunzătoare absenței tensiunii aplicate din exterior, deoarece acest curent este limitat de numărul mic de purtători minoritari care se află în cele două regiuni ale joncțiunii. Joncțiunea este deci străbătută practic numai de curenți de purtători minoritari a căror valoare nu depinde de tensiunea inversă aplicată din exterior. Mărimea curentului de purtători minoritari depinde numai de capacitatea de alimentare a regiunii de sarcină spațială cu purtători minoritari prin mișcarea termică a acestora. Deci, la temperatură constantă, curentul de purtători minoritari va păstra o valoare constantă (valoarea de la echilibru) indiferent de mărimea barierei de potențial.

Așadar, *la creșterea barierei de potențial, curentul de purtători majoritari* $i_{pM} + i_{nM}$ *devine neglijabil față de curentul purtătorilor minoritari* $-i_{pm} - i_{nm}$, care poartă denumirea de *curent de saturație* ($-i_{sat}$) al joncțiunii *pn* (fig. 6.23).

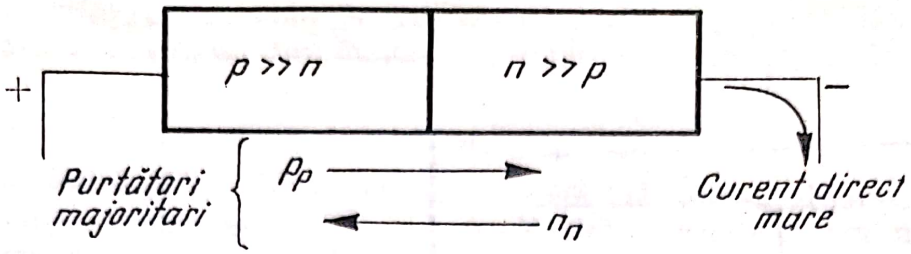



Fig. 6.24. Polarizarea directă a unei joncțiuni *pn*.

Se consideră semnul minus (—) pentru curentul de saturație deoarece se alege convențional ca pozitiv curentul care intră în regiunea *p* și iese din regiunea *n*.

În concluzie, la *polarizare inversă, curentul invers al joncțiunii pn este mic*, fiind limitat de viteza de generare a purtătorilor minoritari și fiind în esență independent de tensiunea inversă. La aplicarea unei tensiuni inverse, concentrațiile de purtători minoritari în apropierea planului joncțiunii sînt reduse sub valoarea corespunzătoare de la echilibru, deoarece toți purtătorii minoritari curg în josul barierei, micșorînd astfel numărul acestor purtători lîngă joncțiune. În acest caz se produce o extracție de purtători minoritari din regiunea de sarcină spațială, care se lățește.

Dacă se aplică o *tensiune electrică* $+U_A$ de *polarizare directă a joncțiunii pn*, adică se conectează borna „+" a tensiunii aplicate din exterior la regiunea de tip *p* și borna „—" la regiunea de tip *n* (fig. 6.24), atunci cîmpul electric creat este îndreptat în sens opus cîmpului electric intern și astfel acțiunea de frînare a difuziei purtătorilor majoritari este atenuată. Aceasta are ca efect scăderea înălțimii barierei de potențial electric, de la valoarea $V_0$ de echilibru, la valoarea $V_0 - U_A$ (fig. 6.25). Un număr tot mai mare de purtători majoritari de sarcină au energia necesară pentru a învinge bariera de potențial a cărei înălțime a scăzut. Așadar, *polarizarea directă a joncțiunii favorizează procesul de difuzie a purtătorilor majoritari de sarcină*. Curentul de purtători majoritari ($i_{pM} + i_{nM}$) crește rapid cu tensiunea directă aplicată joncțiunii.

*Numărul purtătorilor minoritari care străbat joncțiunea*, fiind antrenați de cîmpul electric, *rămîne practic neschimbat față de situația corespunzătoare de la echilibru*. Curentul de purtători minoritari (curentul de cîmp) este limitat de concentrația mică a purtătorilor minoritari existenți în cele două regiuni ale joncțiunii. De aceea, dacă temperatura este menținută constantă, curentul de purtători minoritari ($-i_{nm} - i_{pm}$) va păstra valoarea de la echilibru, indiferent de tensiunea aplicată din exteriorul joncțiunii. *Curentul purtătorilor minoritari devine astfel neglijabil față de curentul purtătorilor majoritari de difuzie* (fig. 6.26).

În concluzie, la *polarizarea directă a unei joncțiuni, curentul de purtători majoritari*, care crește rapid cu tensiunea directă, *este predominant. În regiunea de sarcină spațială, curentul de difuzie a purtătorilor majoritari este mult mai mare decît curentul de cîmp a purtătorilor minoritari* (neglijabil). În cele două regiuni neutre, de o parte și de cealaltă a regiunii de sarcină spațială, va pătrunde un număr mai mare de purtători (foști majoritari), care devin în regiunile neutre opuse — purtători minoritari injectați în exces. Golurile (purtători majoritari în regiunea *p*) străbat regiunea de sarcină spațială și devin purtători minoritari în exces în regiunea *n* a joncțiunii. La fel, electronii (purtători majoritari în regiunea *n*) devin purtători mino-



Scanned with OKEN Scanner

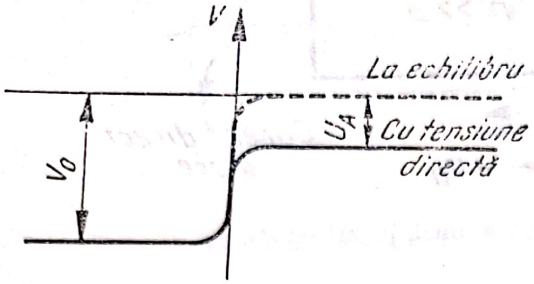



Fig. 6.25. Bariera de potențial la o joncțiune *pn* polarizată direct.

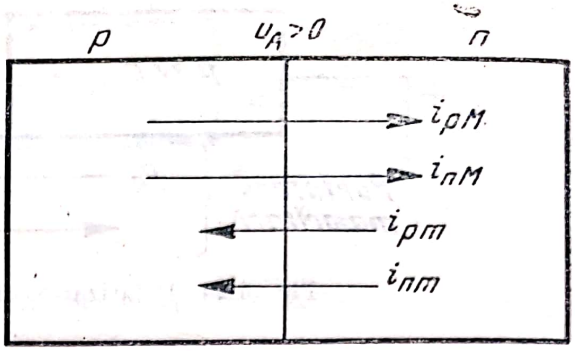



Fig. 6.26. Componentele de curent în joncțiune *pn* polarizată direct.
$i_M \gg i_m$; $i_A \gg 0$; $i_A \approx (i_{pM} + i_{nM}) \gg 0$

ritari în exces în regiunea tip *p*. Deci, la *polarizare directă a joncțiunii pn, concentrațiile de purtători minoritari în apropierea joncțiunii, cresc în raport cu valorile corespunzătoare de la echilibru*. Se poate vorbi de un *proces de injecție de purtători minoritari în exces*. Astfel, golurile (purtători majoritari în regiunea *p*) difuzează prin regiunea de sarcină spațială și sînt injectate în exces în regiunea de tip *n*, unde fac să crească concentrația de purtători minoritari. Dar, aceste goluri minoritare injectate în regiunea *n* au un anumit timp de viață ($\tau_p$); ele vor difuza înspre interiorul regiunii de tip *n*, pînă la o anumită adîncime de pătrundere (numită *lungime de difuzie* $L_p$), pînă la completa lor recombinare cu electronii majoritari.

Între lungimea de difuzie $L_p$ și timpul de viață $\tau_p$ există relația:

$$L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}, \tag{6.46}$$

unde: $D_p$ este constanta de difuzie a golurilor.

Valorile tipice ale lungimii de difuzie a purtătorilor minoritari sînt de ordinul $10^{-3}$ — $10^{-1}$ cm.

Deși valoarea curentului este determinată de injecția de purtători minoritari (golurile minoritare injectate în exces în regiunea de tip *n*), totuși aceștia recombinîndu-se, în întîmpinarea lor trebuie să sosească un flux corespunzător de electroni (purtători majoritari de sarcină). De aceea, la extremitatea regiunii neutre de tip *n* circulă înspre regiunea de sarcină spațială, un curent de electroni majoritari, o parte din aceștia recombinîndu-se cu golurile minoritare, iar o altă parte difuzînd înspre regiunea de tip *p*. Astfel, *la extremitatea regiunii neutre de tip n, curentul este determinat numai de purtătorii de sarcină majoritari*.

Procese similare se petrec în regiunea de tip *p*.

Așadar, *în regiunile n și p neutre* (din afara regiunii de sarcină spațială) *curentul este determinat numai de purtători de sarcină majoritari*. Purtătorii majoritari care curg prin joncțiune pentru a deveni purtători minoritari injectați în exces, sînt furnizați de mecanismul de generare la contacte. *Mecanismul de generare la contacte alimentează continuu joncțiunea cu purtători majoritari, iar mecanismul de recombinare absoarbe continuu purtători minoritari*.

În regiunile neutre, curenții de purtători majoritari nu pot fi decît curenți de cîmp, deoarece concentrațiile acestor purtători sînt constante în aceste regiuni. În această situație, trebuie admisă existența în aceste

regiuni neutre a unui cîmp electric oricît de slab, care, datorită concentrațiilor mari ($n_n$) de purtători majoritari, conduce la valori normale ale curentului:

$$J_n = e \cdot n_n \cdot \mu_n \cdot \mathcal{E}_x. \tag{6.47}$$

Curentul de cîmp al purtătorilor minoritari este neglijabil, deoarece pe de o parte cîmpul electric $\mathcal{E}_x$ este foarte slab în aceste regiuni neutre, iar concentrația purtătorilor minoritari este mică.

O primă *aplicație a joncțiunii pn* o constituie *dioda semiconductoare cu joncțiune pn*, a cărei caracteristică curent-tensiune se prezintă în figura 6.27.

În figura 6.28 se consideră structura fizică a unei diode semiconductoare cu joncțiune *pn* asimetric dopată, avînd următoarele caracteristici:

a) Regiunea de tip *p* este dopată mult mai puternic decît regiunea de tip *n*, adică, concentrația atomilor de impurități acceptoare ($N_A$) în regiunea de tip *p* este mult mai mare decît concentrația de donori ($N_D$) din regiunea de tip *n*. Rezultă o disproporție mare între concentrațiile purtătorilor la echilibru ($p_{p0} \gg n_{n0}$; $n_{p0} \ll p_{n0}$). Această asimetrie a concentrațiilor de purtători face ca, în afara condițiilor de echilibru, partea principală a curentului care traversează regiunea de sarcină spațială a joncțiunii, să fie formată din golurile majoritare din regiunea *p* (adică purtătorii majoritari din regiunea cea mai puternic dopată). Așadar, la perturbarea echilibrului, curentul de goluri este mult mai mare decît curentul de electroni, care traversează joncțiunea ($J_p \gg J_n$). Din această cauză, în regiunea de tip *n* pot exista concentrații mari de goluri minoritare injectate în exces.

b) Există două regiuni adiacente $n_1$ și $n_2$, de tip *n*, care au aceeași concentrație de impurități donoare ($N_D$), dar au timpi de viață diferiți ($\tau_1$ și $\tau_2$). Regiunea $n_1$, adiacentă regiunii de tip *p*, are o lățime *w* mică și se numește *bază subțire*. Timpul de viață $\tau_1$ în regiunea bazei este atît de mare, încît recombinarea ce apare aici este neglijabilă. Timpul de viață în regiunea $n_2$ este atît de mic, încît se pot neglija concentrațiile purtătorilor în exces, în comparație cu concentrațiile corespunzătoare de la echilibru. Deci: $\tau_1 \gg \tau_2$.

Pentru a analiza tipul de structură fizică adoptată se studiază întîi *comportarea fizică a regiunii de sarcină spațială* pentru a determina concen-

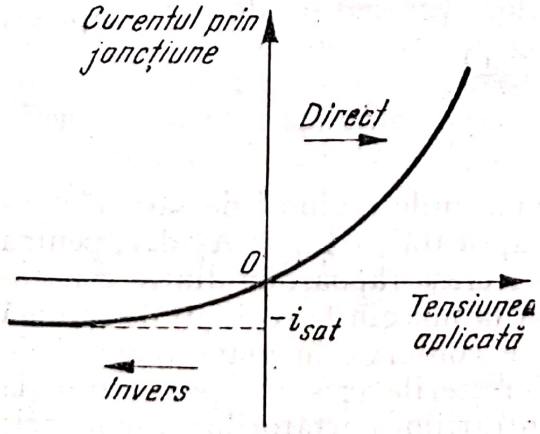



Fig. 6.27. Caracteristica curent-tensiune a unei diode cu joncțiune *pn*.

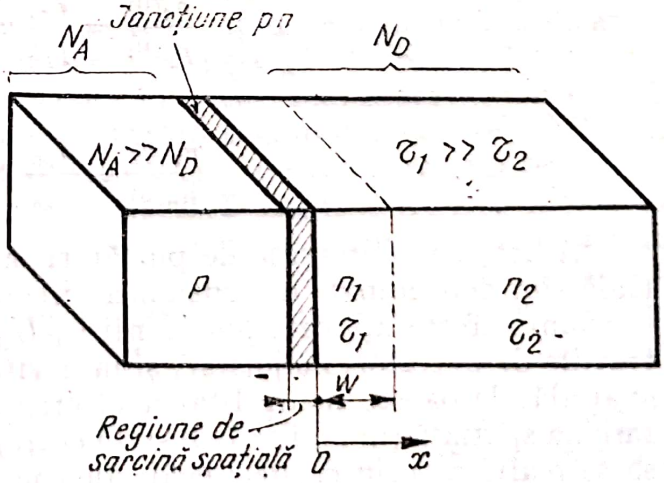



Fig. 6.28. Structura de diodă cu joncțiune asimetric dopată, cu bază subțire.

trațiile de purtători minoritari în exces la marginile regiunii de sarcină spațială și pentru a se urmări, apoi, mecanismul de curgere a acestor purtători minoritari în exces, injectați în regiunile $n$ și $p$ neutre, din afara regiunii de sarcină spațială.

Starea de echilibru a regiunii de sarcină spațială rezultă din echilibrul curenților de sens opus. Componentele de difuzie și de cîmp (drift) ale golurilor și ale electronilor, se echilibrează, deoarece în condiții de echilibru densitățile de curent trebuie să fie peste tot zero:

$$\left.\begin{aligned} e \cdot \mu_p \cdot p \cdot \mathcal{E}_x - e \cdot D_p \cdot \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}x} = 0 \\ e \cdot \mu_n \cdot n \cdot \mathcal{E}_x + e \cdot D_n \cdot \frac{\mathrm{d}n}{\mathrm{d}x} = 0 \end{aligned}\right\} \tag{6.48}$$

Ecuațiile (6.48), care sînt exacte la echilibru, trebuie să se păstreze aproximativ adevărate dincolo de echilibru, cînd înălțimea barierei de potențial devine $V_0 - U_A$ în loc de $V_0$, în cazul aplicării tensiunii directe $(+U_A)$. Rezolvînd în aceste condiții sistemul de ecuații (6.48) se obțin concentrațiile de purtători la $x = 0$, adică la marginile regiunii de sarcină spațială, respectiv în planele ce diferă ca potențial electrostatic prin $V_0 - U_A$:

$$\frac{p_n(0)}{p_p(0)} = \frac{n_p(0)}{n_n(0)} = \mathrm{e}^{\left[-\frac{e(V_0 - U_A)}{kT}\right]} = \mathrm{e}^{\left(-\frac{eV_0}{kT}\right)} \mathrm{e}^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} \tag{6.49}$$

Dar din condițiile la echilibru

$$\frac{p_{n0}}{p_{p0}} = \frac{n_{p0}}{n_{n0}} = \mathrm{e}^{\left(-\frac{eV_0}{kT}\right)} \tag{6.50}$$

și din

$$p_{n0} \cdot n_{n0} = n_{p0} \cdot p_{p0} = n_i^2 \tag{6.51}$$

rezultă:

$$\left.\begin{aligned} \frac{p_n(0)}{p_p(0)} = \frac{p_{n0}}{p_{p0}} \mathrm{e}^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} \\ \frac{n_p(0)}{n_n(0)} = \frac{n_{p0}}{n_{n0}} \mathrm{e}^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} \end{aligned}\right\} \tag{6.52}$$

Adică, concentrațiile de purtători la marginile regiunii de sarcină spațială sînt determinate de tensiunea directă aplicată $(+U_A)$. Așadar, pentru tensiuni directe aplicate joncțiunii $(+U_A)$, cresc rapoartele dintre concentrațiile de purtători majoritari și minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială. Deoarece neutralitatea electrică se conservă în afara regiunii de sarcină spațială (în regiunile $p$ și $n$ neutre), creșterile acestor rapoarte trebuie să se realizeze prin creșteri egale ale concentrațiilor purtătorilor minoritari; adică concentrațiile în exces de goluri și de electroni trebuie să fie egale în afara regiunii de sarcină spațială. Cum, la echilibru, concentrația de pur-



Scanned with OKEN Scanner

tători minoritari este cu mai multe ordine de mărime mai mică decît concentrația de purtători majoritari, modificări egale ale ambelor concentrații vor afecta mai mult concentrația purtătorilor minoritari, decît pe cea a purtătorilor majoritari.

Se consideră domeniul de funcționare în care există o gamă a tensiunilor aplicate pe joncțiune ($U_A$), pentru care concentrațiile de purtători majoritari la marginile regiunii de sarcină spațială rămîn în esență neschimbate, deși concentrațiile de purtători minoritari pot fi crescute cu mai multe ordine de mărime. Acest domeniu de funcționare este numit domeniu de *nivel mic de injecție*.

Fiind în domeniul nivelului mic de injecție, concentrațiile de purtători majoritari la marginile regiunii de sarcini spațiale nu sînt sensibil afectate de injecție:

$$\left.\begin{aligned} p_p(0) &\approx p_{p0} \\ n_n(0) &\approx n_{n0} \end{aligned}\right\} \tag{6.53}$$

iar concentrațiile de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială devin:

$$\left.\begin{aligned} p_n(0) &= p_{n0}\, e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} \\ n_p(0) &= n_{p0}\, e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} \end{aligned}\right\} \tag{6.54}$$

Concentrațiile în exces la marginile regiunii de sarcină spațială vor fi:

$$\left.\begin{aligned} \Delta p_n(0) &= p_n(0) - p_{n0} = p_{n0}\left[e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} - 1\right] \\ \Delta n_p(0) &= n_p(0) - n_{p0} = n_{p0}\left[e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} - 1\right] \end{aligned}\right\} \tag{6.55}$$

Ecuațiile (6.55) exprimă comportarea fizică a regiunii de sarcină spațială. Rezultă că tensiunea aplicată ($U_A$) joncțiunii (schimbarea înălțimii barierei de potențial) determină schimbarea concentrațiilor purtătorilor în exces la marginile regiunii de sarcină spațială. Pentru tensiuni aplicate directe ($+U_A$), are loc injecția de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială (concentrațiile în exces cresc rapid cu tensiunea aplicată).

De exemplu, o tensiune aplicată pozitivă ($+U_A$) de numai 0,1 V produce concentrații de purtători minoritari în exces, mai mari cu circa două ordine de mărime decît concentrațiile purtătorilor minoritari la echilibru. Pentru tensiuni aplicate în sens invers ($-U_A$), are loc extracția de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială (concentrațiile în exces se reduc rapid, corespunzînd situației caracterizate de valoarea zero a concentrațiilor de purtători minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială: $p_n(0) \approx 0$; $n_p(0) \approx 0$). Concentrațiile în exces sînt practic independente de tensiunea aplicată ($-U_A$) pentru orice tensiuni mai negative decît ($-kT/e$).

În cazul joncțiunii $pn$ asimetric dopate, relațiile (6.55) dau concentrațiile în exces la marginile regiunii de sarcină spațială (în funcție de tensiunea aplicată pozitivă) și din condiția $n_{p0} \ll p_{n0}$, rezultă:

$$\Delta p_n(0) \gg \Delta n_p(0). \tag{6.56}$$



Scanned with OKEN Scanner

Așadar, concentrația golurilor minoritare $\Delta p_n(0)$, injectate în exces în regiunea de tip $n$, este mult mai mare decît concentrația electronilor minoritari $\Delta n_p(0)$, injectați în exces în regiunea $p$. Această simetrie a concentrațiilor în exces la marginile regiunii de sarcină spațială conduce la îndreptarea atenției asupra regiunii de tip $n$, unde pot exista concentrații mari de goluri minoritare în exces.

Deci, la marginea regiunii de sarcină spațială (la $x = 0$) are loc injecția de goluri minoritare în exces. În regiunea bazei subțiri, cu recombinare scăzută ($\tau_1$ mare), golurile minoritare injectate circulă, și la $x = w$ intră în regiunea $n_2$ cu recombinarea puternică ($\tau_2$ mic). În regiunea $n_2$, golurile minoritare injectate sînt anihilate în apropiere de $x = w$, prin recombinarea cu electronii majoritari, care circulă înspre joncțiune, pentru a întreține recombinarea golurilor injectate.

În regiunea $n_1$, recombinarea fiind neglijabilă, densitatea curentului de goluri injectate trebuie să fie constantă (adică independentă de $x$). Deoarece ne menținem în domeniul de nivel mic de injecție, circulația golurilor minoritare injectate în regiunea $n_1$, nu este influențată sensibil de cîmpul electric produs prin injecție. Ca urmare, golurile minoritare injectate circulă prin regiunea $n_1$ (baza subțire) numai prin difuzie. Deci, densitatea curentului de goluri minoritare injectate se exprimă prin

$$J_p = -eD_p \frac{\mathrm{d}(\Delta p_n)}{\mathrm{d}x}; \text{ pentru } 0 < x < w. \tag{6.57}$$

Curentul $J_p$ *în regiunea* $n_1$ este constant, iar la $x = w$, golurile minoritare în exces dispar prin recombinare cu electronii majoritari din regiunea $n_2$, adică $\Delta p_n(w) = 0$.

În aceste condiții se obține variația concentrației golurilor minoritare în exces prin integrarea ecuației (6.57):

$$\Delta p_n(x) = \frac{J_p}{eD_p}(w - x); \text{ pentru } 0 < x < w. \tag{6.58}$$

Din (6.55) și (6.58), pentru $x = 0$, rezultă legătura între densitatea curentului de goluri minoritari injectate ($J_p$) și tensiunea directă aplicată pe joncțiune ($+U_A$):

$$p_{n0}\left[e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} - 1\right] = \frac{J_p w}{eD_p}. \tag{6.59}$$

Variațiile în funcție de poziție ($x$) ale concentrațiilor de goluri în exces, de goluri minoritare, de electroni majoritari și ale densităților de curent, pentru tensiuni directe aplicate joncțiunii, sînt prezentate în figura 6.29.

Golurile majoritare în regiunea de tip $p$ sînt injectate prin regiunea de sarcină spațială, în regiunea de tip $n$, devenind goluri minoritare injectate în exces. Concentrația golurilor minoritare în exces la marginea regiunii de sarcină spațială ($x = 0$) este determinată de tensiunea directă aplicată joncțiunii. Golurile minoritare injectate circulă prin difuzie în regiunea $n_1$ și dispar prin recombinare la limita ($x = w$) regiunii $n_2$. Curentul de goluri (minoritare în exces) este uniform în regiunea $n_1$ și variația liniară a concentrației de goluri minoritare este în concordanță cu acest curent uniform de difuzie.

*În regiunea* $n_2$, cu recombinare mare, curentul de electroni majoritari ($J_n$) este constant și egal cu ($J_p$). Acest curent de electroni corespunde curgerii



Scanned with OKEN Scanner

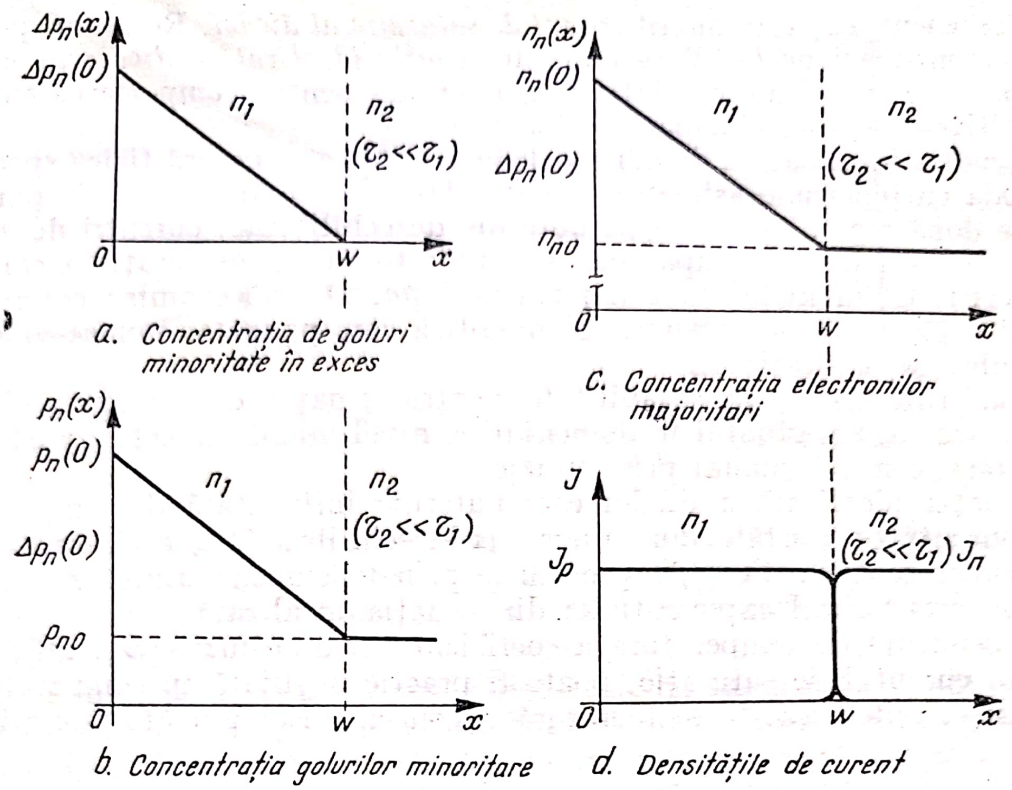



**Fig. 6.29.** Diodă cu joncțiune asimetric dopată, cu bază subțire, la tensiune directă.

electronilor majoritari spre limita regiunii $n_1$ ($x = w$), unde electronii majoritari se recombină cu golurile minoritare în exces și astfel dispar.

În cazul acestei structuri de joncțiune $pn$ asimetric dopată, curentul de electroni injectat în regiunea de tip $p$, este neglijabil în raport cu cel de goluri injectat în regiunea de tip $n$:

$$J_n \ll J_p \tag{6.60}$$

Neglijînd generarea și recombinarea purtătorilor în regiunea de sarcină spațială, curentul diodei va fi:

$$I = A\, J_p \tag{6.61}$$

unde $A$ reprezintă aria secțiunii transversale prin joncțiune, iar $J_p$ este densitatea curentului de goluri minoritare injectate în regiunea $n_1$ (baza).

Din (6.59) și (6.61) se obține relația curent-tensiune a acestei joncțiuni:

$$I = A \frac{e D_p}{w} p_{n0} \left[ e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} - 1 \right] \tag{6.62}$$

sau:

$$I = I_s \left[ e^{\left(\frac{eU_A}{kT}\right)} - 1 \right] \tag{6.63}$$

unde:

$$I_s = eA \frac{D_p p_{n0}}{w} \tag{6.64}$$



Scanned with OKEN Scanner

Coeficientul $I_s$ este numit *curent de saturație al diodei*. Relația exponențială curent-tensiune (6.63) se numește *ecuația idealizată a diodei cu joncțiune pn*, care constituie o relație fundamentală pentru comportarea tuturor dispozitivelor semiconductoare cu joncțiuni.

Ecuația idealizată a diodei s-a dedus pentru o structură fizică specifică de diodă cu joncțiune asimetric dopată. Dacă concentrațiile de impurități în cele două regiuni $p$ și $n$ sînt puternic dezechilibrate, curenții de goluri și de electroni pot fi comparabili și ambii trebuie considerați în calculul caracteristicii curent-tensiune a joncțiunii $pn$. Deoarece ambii curenți au aceeași dependență de tensiune, se modifică corespunzător numai valoarea curentului de saturație $I_s$.

Condițiile fizice de valabilitate pentru ecuația diodei sînt: cîmpul electric are efect neglijabil în domeniul de nivel mic de injecție; purtătorii minoritari se mișcă numai prin difuzie.

Ecuația idealizată a diodei este puternic influențată de temperatură prin concentrația purtătorilor minoritari la echilibru ($p_{n0}$, $n_{p0}$), care apare în curentul de saturație ($I_s$), precum și prin tensiunea termică $kT/e$, care apare la argumentul exponențialei din ecuația idealizată.

Dependența de temperatură a coeficientului de difuzie ($D_p$, $D_n$), care apare în curentul de saturație, poate fi practic neglijată în comparație cu dependența puternică de temperatură a concentrației purtătorilor minoritari:

$$p_{n0} = \frac{n_i^2(T)}{N_D} \; ; \; n_{p0} = \frac{n_i^2(T)}{N_A} \; .$$

În figura 6.30 se prezintă caracteristica curent-tensiune ($I$—$U$) a diodei cu joncțiune $pn$ reprezentată pe baza relației (6.63).

Pentru studiul comportării electrice s-a folosit o structură fizică idealizată, totuși rezultatele acestei analize sînt reprezentative pentru comportarea diodelor cu joncțiuni $pn$.

În *conducție directă*, dioda permite trecerea unui *curent mare* de conducție directă, în domeniul de zeci sau sute de miliamperi, iar în *conducție inversă*, dioda permite trecerea unui *curent* invers *mic*, în domeniul nanoamperilor. Așadar, raportul dintre curentul direct și curentul invers, este de șase ordine de mărime.

Altfel spus, la *polarizare directă*, dioda cu joncțiune $pn$ determină o *cădere foarte mică de tensiune la borne* (tensiunea directă este de ordinul cîtorva zecimi de volt); în cazul *polarizării inverse*, dioda determină o *cădere mare de tensiune la borne* (tensiunea inversă este în domeniul sutelor de volți).

Diferența foarte mare între comportarea în polarizare directă și polarizare inversă, determină utilizarea unei caracteristici aproximative a diodei cu joncțiune $pn$. Astfel, pentru diodă poate fi folosit un model care neglijează atît căderea de tensiune directă, cît și curentul invers al diodei.

Acest model al diodei este denumit *diodă ideală liniarizată pe porțiuni*, iar caracteristica curent—tensiune a elementului de circuit idealizat este alcătuită din segmente de linii drepte (fig. 6.31). Astfel, dioda ideală liniarizată pe porțiuni reprezintă un *scurtcircuit*, cînd *curentul este pozitiv* și respectiv un *circuit deschis*, cînd *tensiunea este negativă*. În multe cazuri, precizia dată de acest model ideal liniarizat pe porțiuni este suficientă [39].

Modelul diodei idealizat pe porțiuni poate fi folosit ca un element al unor modele mai complexe, mai precise, pentru diode și alte dispozitive neliniare reale.



Scanned with OKEN Scanner

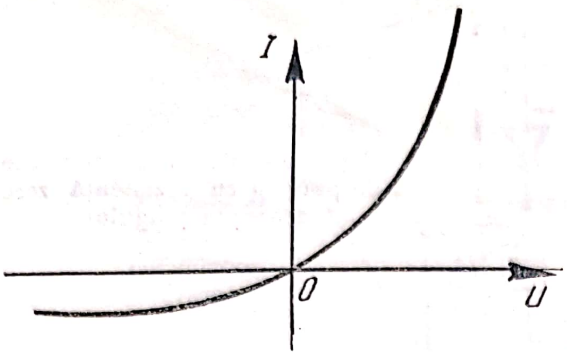



Fig. 6.30. Caracteristica statică $I-U$ a unei diode cu joncțiune $pn$.

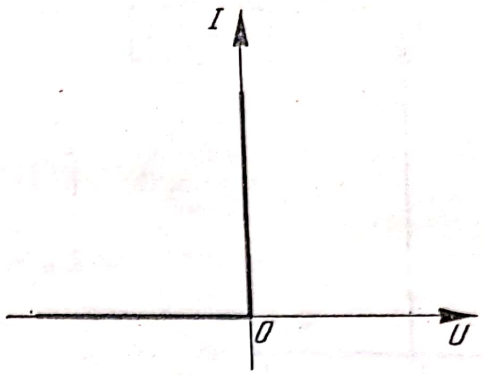



Fig. 6. 31. Caracteristica $I-U$ a diodei ideale liniarizate pe porțiuni.

Se ia în considerare un exemplu de model mai complex și anume un model de diodă care caracterizează căderea de tensiune pe o joncțiune $pn$ în conducție directă cu o precizie mai mare decît modelul liniarizat pe porțiuni, din figura 6.31.

Curentul de saturație al unei diode este cu patru pînă la opt ordine de mărime mai mic decît curentul direct al diodei; de aceea legea exponențială (6.63) determină un prag evident, în conducție directă, al caracteristicii curent—tensiune (fig. 6.32). Tensiunea directă trebuie să crească cu cîteva zecimi de volt, pentru ca dioda să intre în conducție. Peste acest prag, curentul de conducție directă crește rapid cu tensiunea.

În figurile 6.33 și 6.34 se prezintă două modele, care țin seama de acest *prag de conducție*. Pragul de tensiune ($U_0$) care apare în aceste modele este de obicei în domeniul: 0,2 — 0,4 V pentru diodele cu germaniu și în domeniul: 0,5 — 0,7 V pentru diodele cu siliciu. Această tensiune de prag are un coeficient de temperatură în domeniul: $-1 \div -2$ mV/°C.

În modelul din figura 6.34 se ia în considerație rezistența $R$ nenulă a diodei în conducție directă $\left(R=\frac{1}{G}=\frac{1}{\operatorname{tg}\beta}\right)$.

Așadar, prin modelarea diodelor din circuitele considerate, cu ajutorul diodelor idealizate liniare pe porțiuni (cu sau fără tensiune de prag), analiza circuitelor neliniare se reduce la studiul unor rețele liniare.

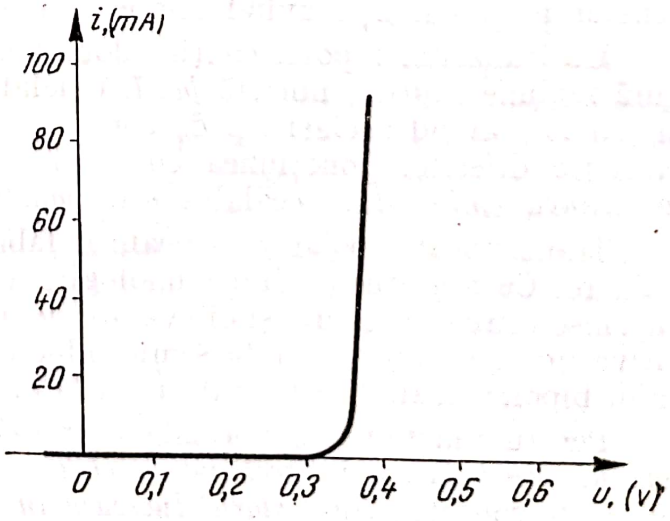



Fig. 6.32. Tensiunea de prag a unei joncțiuni.



Scanned with OKEN Scanner

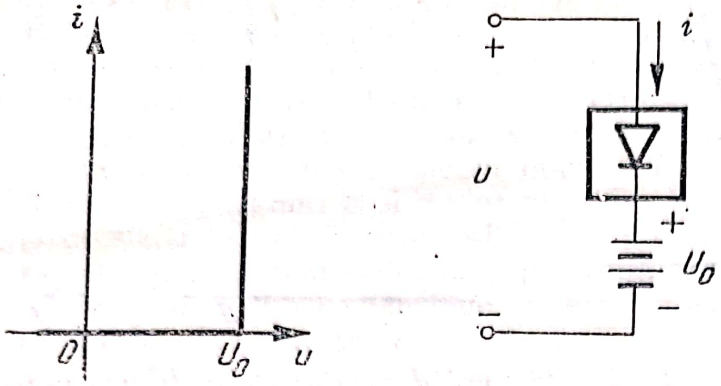



Fig. 6.33. Model cu tensiune de prag și cu rezistență zero deasupra pragului.

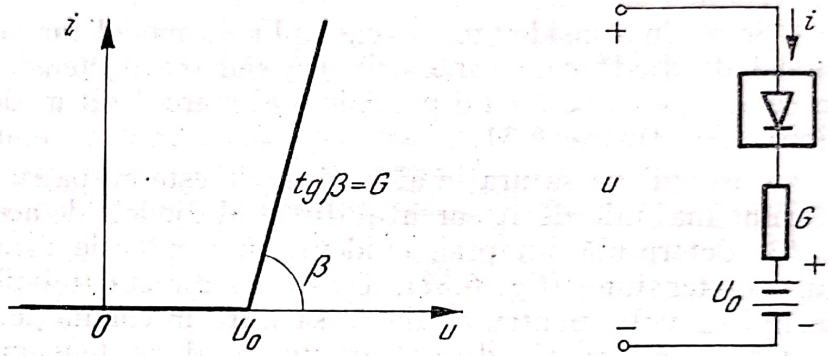



Fig. 6.34. Model cu tensiune de prag și cu rezistență nenulă, în conducție directă.

## 6.5. TRANZISTORUL

Una din cele mai importante aplicații, cu largi consecințe practice, ale joncțiunilor *pn* o constituie *tranzistorul bipolar*, a cărui funcționare implică transportul ambelor tipuri de purtători mobili de sarcină, minoritari și majoritari (fig. 6.35).

În analiza funcționării tranzistorului bipolar, se consideră un tranzistor de tip *pnp*. Comportarea fundamentală a structurii complementare de tip *npn* este similară, schimbîndu-se numai rolurile electronilor și golurilor, tensiunile și curenții avînd semne contrare.

Un tranzistor bipolar conține două joncțiuni *pn*, care delimitează o singură regiune subțire, numită *bază*. Celelalte două regiuni se numesc *emitor* și *colector*, avînd același tip de conductivitate, dar cu proprietăți fizice și electrice diferite. Joncțiunea cuprinsă între emitor și bază este numită *oncțiunea emitorului*; cealaltă este *joncțiunea colectorului*.

Tranzistorul bipolar *pnp* poate fi fabricat utilizînd tehnologia difuziei planare. Cu ajutorul acestei tehnologii, se pot obține joncțiuni *pn*, cu arii cuprinse între cîteva sute și cîteva mii de microni pătrați și la o adîncime de cîțiva microni sub suprafața semiconductorului. Grosimea bazei tranzistorului bipolar poate fi micșorată pînă la cîteva zecimi de micron.

Pentru funcționarea normală a tranzistorului bipolar, *joncțiunea emitorului* este *polarizată direct*, iar *joncțiunea colectorului* este *polarizată invers*. În aceste condiții, *tranzistorul lucrează în regiunea activă*.



Scanned with OKEN Scanner

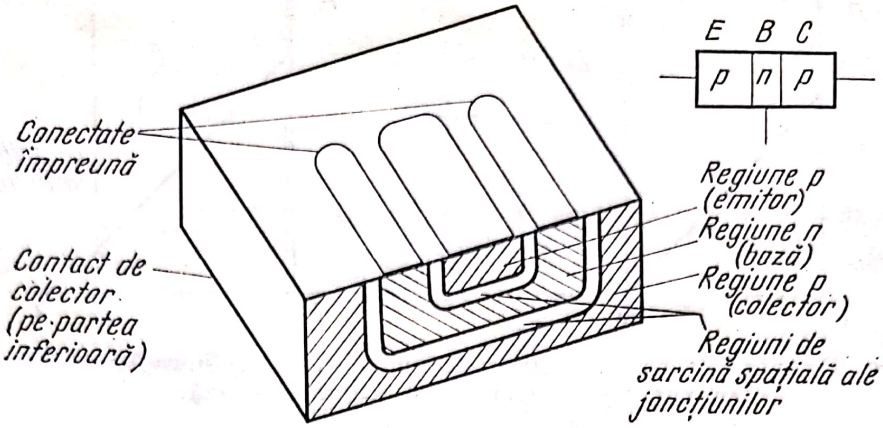



**Fig. 6. 35.** Structura unui tranzistor bipolar cu joncțiuni (*pnp*).

Joncțiunea emitorului fiind polarizată în sens direct, înălțimea barierei de potențial se va micșora și numărul golurilor majoritare care trec dinspre emitor spre bază și numărul electronilor majoritari care trec dinspre bază înspre emitor, se va mări. Așadar, prin regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitorului, sînt injectați purtători de sarcină (goluri într-o direcție, electroni în cealaltă) foști majoritari, care devin minoritari, ceea ce duce la creșterea concentrației de purtători minoritari în exces la marginile regiunii de sarcină spațială. Acești purtători minoritari în exces (de exemplu, golurile injectate din regiunea $p$ a emitorului în baza de tip $n$) difuzează prin baza tranzistorului pînă la o distanță de ordinul lungimii lor de difuzie ($L_p$), pînă la recombinarea cu purtătorii majoritari (electronii majoritari din bază).

Joncțiunea emitor-bază este astfel fabricată încît doparea emitorului este mult mai puternică decît doparea bazei ($N_A \gg N_D$), deci concentrația purtătorilor majoritari din bază este mult mai mică decît concentrația purtătorilor majoritari din emitor ($n_n \ll p_p$). Datorită dopării asimetrice a joncțiunii emitorului, curgerea prin regiunea de sarcină spațială a emitorului este dominată de goluri, injecția electronilor dinspre bază înspre emitor devenind neglijabilă. Astfel golurile injectate de emitor, difuzează prin bază. Una din condițiile de bază pentru funcționarea tranzistorului este ca grosimea bazei să fie mai mică decît lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari în exces. În consecință, golurile injectate de emitor, străbat baza de tip $n$ și ajung în dreptul regiunii de sarcină spațială a joncțiunii colectorului, fără să sufere recombinări semnificative cu electronii majoritari din bază. În regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colectorului, există un cîmp electric intern, îndreptat dinspre regiunea de tip $n$ spre regiunea de tip $p$, adică dinspre bază spre colector. Joncțiunea colectorului fiind invers polarizată, înseamnă că se aplică un cîmp electric extern, îndreptat în același sens cu sensul cîmpului electric intern; astfel, în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colectorului există un cîmp electric puternic, îndreptat dinspre bază înspre colector. Acest cîmp electric al joncțiunii bază-colector va favoriza trecerea spre colector a golurilor provenite de la emitor. Polarizarea inversă a joncțiunii colectorului, determinînd creșterea barierei de potențial electrostatic, va bloca difuzia purtătorilor majoritari și astfel curentul de colector este determinat de golurile minoritare „colectate" din bază.



Scanned with OKEN Scanner

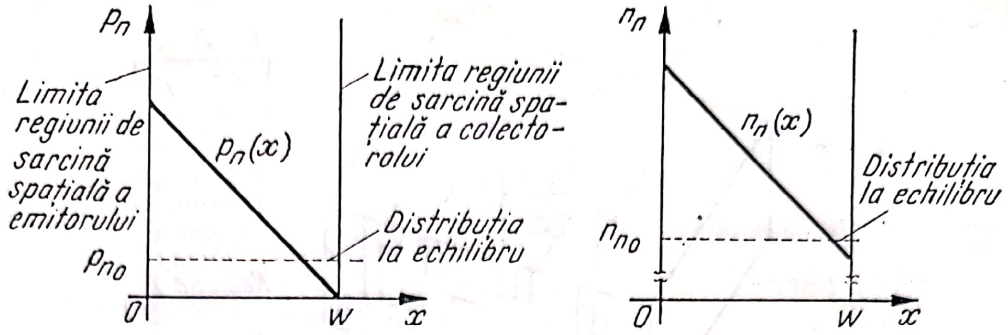



**Fig. 6.36.** Distribuțiile concentrațiilor de purtători în regiunea bazei, pentru un tranzistor *pnp*, lucrînd în regiunea activă.

Concentrațiile de purtători la marginile regiunii de sarcină spațială a joncțiunii colectorului (polarizată invers) sînt coborîte sub valorile respective de la echilibru. Așadar, are loc extracția purtătorilor minoritari în exces. Dacă mărimea tensiunii inverse depășește cu mult valoarea $(kT/e)$, concentrațiile purtătorilor minoritari la marginile regiunii de sarcină spațială a colectorului sînt neglijabile față de concentrațiile de la echilibru. De aceea, în regiunea bazei tranzistorului vor exista gradienți ai concentrațiilor, atît pentru purtătorii minoritari, cît și pentru purtătorii majoritari (vezi figura 6.36). Curentul invers al joncțiunii colectorului, produs de electronii minoritari generați termic în colector, poate fi neglijat într-o primă aproximație, deoarece în colectorul de tip *p* există foarte puțini electroni disponibili, care reușesc să treacă în bază, de unde numai un număr foarte mic ajung să treacă mai departe înspre emitor.

În consecință, *funcționarea tranzistorului se bazează pe curgerea purtătorilor minoritari prin regiunea subțire a bazei, de la emitor spre colector*. Astfel, *curentul într-un tranzistor pnp* este, în principal, un *curent de goluri* (într-un tranzistor *npn*, curentul principal este un curent de electroni).

În regiunea bazei tranzistorului, recombinarea este foarte scăzută, astfel încît curentul de purtători minoritari produs prin injecție este practic constant (aproximativ același la colector și la emitor) și distribuțiile de purtători în exces sînt aproximativ liniare.

Pentru a alimenta recombinarea ce apare în bază și injecția de purtători majoritari (electroni) din bază în emitor, este necesar un curent de bază mic în comparație cu ceilalți doi curenți, de colector și de emitor. Acest curent poate fi mic deoarece: baza este subțire ($w$ mic) și este caracterizată de un timp de viață mare ($\tau$ mare), și pentru că emitorul este mai puternic dopat decît baza ($N_A \gg N_D$), minimizînd astfel injecția inversă în emitor.

Curentul care circulă între emitor și colector (fig. 6.37) este controlat direct de tensiunea pe joncțiunea emitor-bază, fiind puternic dependent de aceasta și este, în esență, independent de tensiunea pe joncțiunea colector-bază.

În consecință, *efectul de tranzistor* constă în faptul că *golurile* (pentru tranzistorul bipolar *pnp*) *injectate de emitor în bază, ajung în majoritatea lor la colector*. Acesta este *curentul principal* care străbate tranzistorul; printr-o proiectare corectă și o tehnologie de realizare perfecționată, ceilalți curenți sînt minimizați.

Datorită faptului că *același curent parcurge atît joncțiunea emitorului* (curentul de emitor), care este polarizată direct, deci cu rezistență mică, *cît și joncțiunea colectorului* (curentul de colector), care fiind polarizată invers, rezistența sa crește foarte mult, ceea ce permite includerea unei rezistențe



Scanned with OKEN Scanner

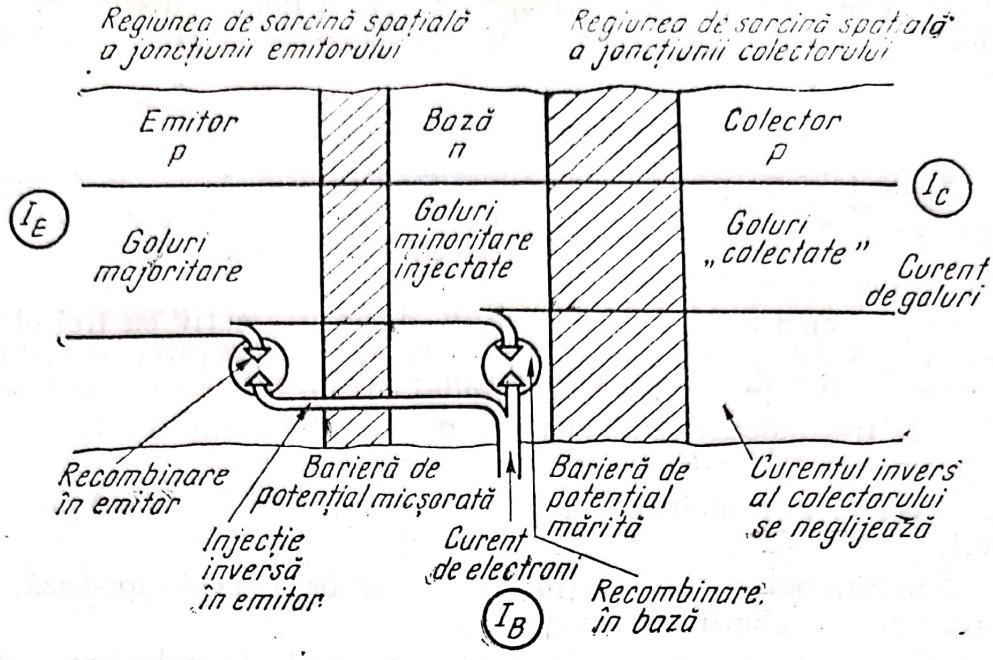



**Fig. 6.37.** Compoziția curenților pentru un tranzistor *pnp*.

de sarcină destul de mare în circuitul colectorului ($I_C \simeq I_E$), rezultă posibilitatea *efectului de amplificare*.

Dacă se aplică un mic semnal electric între emitor și bază, atunci în circuitul colectorului, de pe o rezistență de sarcină mare, se culege un semnal electric mult amplificat. Denumirea de tranzistor provine de la cuvintele TRANsfer-reZISTOR, adică dispozitivul care realizează transformarea de la o rezistență mică a joncțiunii emitorului direct polarizate, la o rezistență foarte mare a joncțiunii colectorului invers polarizate.

Simbolurile de circuit pentru tranzistoarele bipolare și sensurile de referință ale curenților și tensiunilor sînt arătate în figura 6.38.

Sensurile de referință standardizate pentru curenți și tensiuni, sînt aceleași pentru ambele tipuri de tranzistoare, *pnp* și *npn*. Pentru curenții externi, valorile pozitive corespund circulației unor sarcini pozitive înspre terminalul respectiv.

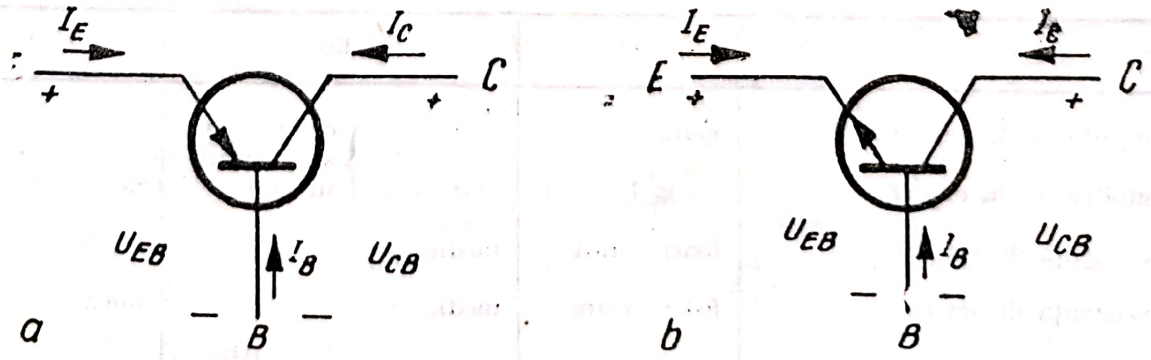



**Fig. 6.38.** Tipuri de tranzistori:
*a* — tranzistor *pnp*; = *b* — tranzistor *npn*.

Pentru tensiunile la borne ($U_{EB}$, $U_{CB}$), valorile pozitive corespund situației în care emitorul și colectorul sînt pozitive în raport cu baza. Se obține:

$$U_{CE} = U_{CB} - U_{EB}. \tag{6.65}$$

Notațiile folosite pentru curenții și tensiunile la borne în figura 6.38 ($I_E$, $I_C$, $I_B$, $U_{EB}$, $U_{CB}$) desemnează mărimi statice (adică variază atît de încet încît relațiile dintre ele sînt în esență aceleași cu relațiile pentru regimul static).

Deoarece tranzistorul bipolar este un dispozitiv activ cu trei electrozi sau borne ($E$, $B$ și $C$), acesta poate fi conectat în circuit în trei moduri fundamentale (fig. 6.39). În funcție de electrodul comun intrării și ieșirii tranzistorului, cele trei moduri fundamentale de conectare sînt: cu *baza comună* ($BC$), cu *emitorul comun* ($EC$) sau *cu colectorul comun* ($CC$).

Caracteristicile principale ale acestor conexiuni sînt prezentate în tabelul 6.1.

După natura polarizării joncțiunilor emitor-bază și colector-bază, există patru regimuri (regiuni) de funcționare:

a) *regiunea activă normală* (*directă*) corespunde la polarizarea directă a joncțiunii emitorului și inversă a joncțiunii colectorului;

b) *regiunea activă inversă* (*inversată*) corespunde la polarizarea directă a joncțiunii colectorului și polarizarea inversă a joncțiunii emitorului; este regiunea în care tranzistorul se comportă tot ca un dispozitiv controlat în tensiune, dar rolurile emitorului și colectorului sînt inversate;

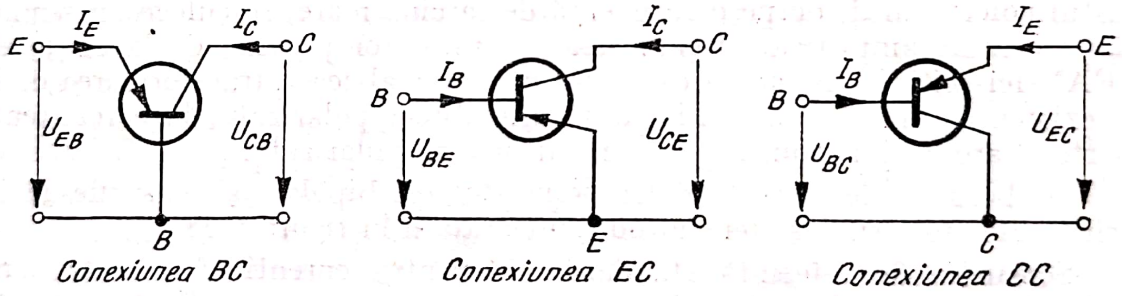



**Fig. 6.39.** Cele trei moduri fundamentale de conectare.

TABELUL 6.1

**Caracteristicile principale ale conexiunilor din figura 6.39.**

| | BC | EC | | CC |
|---|---|---|---|---|
| Amplificare în tensiune | mare | mare | cea mai mare amplificare în putere | $\leqslant 1$ |
| Amplificare în curent | $\leqslant 1$ | mare | | mare |
| Rezistența de intrare | foarte mică | medie | | mare |
| Rezistența de ieșire | foarte mare | medie | | mică |
| Faza tensiunii de ieșire în comparație cu cea de intrare | în fază | în antifază | | în fază |



Scanned with OKEN Scanner

c) *regiunea de blocare* corespunde la polarizarea inversă a ambelor joncțiuni;

d) *regiunea de saturație* corespunde la polarizarea directă a ambelor joncțiuni.

Tranzistorul bipolar, funcționînd în regiunea activă normală are o tensiune mică emitor-bază, corespunzătoare polarizării directe a joncțiunii emitor-bază și determină un curent de colector independent de tensiunea colector-bază, cu condiția ca joncțiunea colector-bază să fie polarizată invers valoarea tensiunii inverse depășind de cîteva ori $kT/e$. Așadar, tranzistorul poate fi privit, la bornele colectorului, ca un generator de curent dependent, comandat de o altă variabilă. Pentru studiul electronicii fizice a tranzistorului bipolar este importantă înțelegerea mecanismului de funcționare a tranzistorului, în care tensiunea emitor-bază, reprezintă variabila independentă care comandă generatorul de curent de la colector. Atunci cînd tranzistorul lucrează în regiunea activă normală, distribuția de purtători minoritari în bază este liniară. Concentrația de purtători minoritari la extremitatea dinspre emitor a bazei $p_n(0)$ este determinată de tensiunea emitor-bază $U_{EB}$:

$$p_n(0) = p_{n0} \cdot e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} \tag{6.66}$$

unde $p_{n0}$ este concentrația de purtători minoritari în bază, la echilibru.

Concentrația de purtători minoritari la extremitatea dinspre colector a bazei $p_n(w)$ este neglijabilă în comparație cu $p_n(0)$, atît timp cît joncțiunea colectorului este polarizată invers cu cel puțin cîțiva $kT/e$.

În aceste condiții, distribuția de purtători minoritari în exces în regiunea bazei este aproximativ liniară (fig. 6.40). Concentrația de purtători minoritari în exces, la marginea emitorului $\Delta p_n(0)$ depinde exponențial de tensiunea emitor-bază $(U_{EB})$:

$$\Delta pn(0) = p_{n0}\left[e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right] \tag{6.67}$$

La marginea colectorului, concentrația de purtători în exces este negativă $\Delta p_n(w) = -p_{n0}$, deoarece joncțiunea colectorului este polarizată invers. Dacă tensiunea directă emitor-bază este suficient de mare (depășește de cîteva ori $kT/e$), atunci concentrația de purtători în exces la marginea regiunii de sarcină spațială a emitorului $\Delta p_n(0)$ este mult mai mare decît concentrația de purtători minoritari la echilibru $p_{n0}$; adică:

$$\Delta p_n(0) \gg p_{n0}. \tag{6.68}$$

Datorită acestei condiții, panta distribuției de purtători minoritari

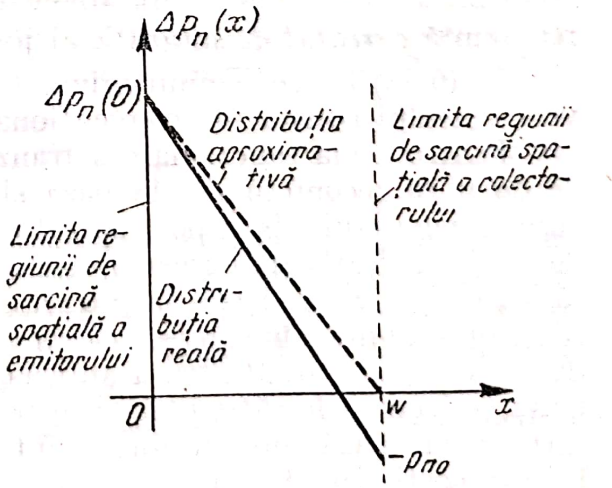



**Fig. 6.40.** Distribuția de purtători minoritari în exces în bază la funcționarea tranzistorului în regiunea activă.

în exces în regiunea bazei, dată de: $\frac{\Delta p_n(w) - \Delta p_n(0)}{w} = -\frac{\Delta p_n(0) + p_{n0}}{w}$, poate fi aproximată prin: $-\frac{p_n(0)}{w}$.

În conformitate cu distribuția și curgerea purtătorilor minoritari la o joncțiune *pn* asimetric dopată, circulația golurilor minoritare injectate din emitor în bază, spre colector, se face în regiunea bazei numai prin difuzie; în consecință, curentul de colector ($I_c$) rezultat, va fi:

$$I_c = eAD_n \frac{\mathrm{d}(\Delta p_n)}{\mathrm{d}x} \tag{6.69}$$

Se ajunge astfel, la relația liniară ce există între curentul de colector și concentrația de goluri minoritare în exces la marginea dinspre emitor a bazei $\Delta p_n(0)$:

$$I_c \simeq -eAD_n \frac{\Delta p_n(0)}{w}, \tag{6.70}$$

unde $D_n$ este coeficientul de difuzie al purtătorilor minoritari în bază; $w$ este grosimea regiunii neutre a bazei; $A$ este aria secțiunii transversale a bazei.

Se obține expresia pentru curentul de colector, similară cu ecuația diodei cu joncțiune *pn*:

$$I_c = -eAD_n \frac{p_{n0}}{w}\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right) \tag{6.71}$$

sau:

$$I_c = -I_1\left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right), \tag{6.72}$$

unde:

$$I_1 = eA\frac{D_n p_{n0}}{w} \tag{6.73}$$

reprezintă *curentul de saturație* al joncțiunii emitorului.

În (6.72) apare semnul minus (—) deoarece golurile circulă în sens invers sensului considerat convențional ca pozitiv.

Pentru buna funcționare a tranzistorului ca element amplificator, este de dorit ca recombinarea în bază și injecția inversă în emitor să producă curenți neglijabili în raport cu cel de colector ($I_c$). Componenta curentului de bază rezultată din curgerea electronilor care alimentează injecția de purtători majoritari ai bazei înspre regiunea emitorului puternic dopat, trebuie să fie cît mai mică în comparație cu valoarea curentului de goluri care cuprinde tot tranzistorul. Pentru a aprecia raportul dintre valoarea curentului de goluri injectate de către emitor în bază și curentul invers de electroni injectați dinspre bază spre emitor, se introduce noțiunea de eficiență a emitorului sau coeficient de injecție, care se definește prin:

$$\gamma = \frac{\text{curentul de goluri al emitorului}}{\text{curentul total de emitor}} \approx \frac{|I_{pE}|}{|I_E|} \tag{6.74}$$

unde $I_E$ este suma dintre curentul de goluri injectat în bază ($I_{pB}$) și curentul de electroni injectat din bază în emitor. În cazul ideal, $\gamma = 1$. În cazul general, $\gamma$ are o valoare apropiată de 1. Pentru ca $\gamma \to 1$, este necesară o dotare mult mai puternică cu impurități a regiunii de tip $p$ față de regiunea de tip $n$ (baza), adică $N_A \gg N_D$.

În analiza comportării interne a tranzistorului, considerîndu-se $w \ll L_p$, s-a presupus că întregul curent de goluri al emitorului trece în colector. În realitate, fenomenul difuziei golurilor minoritare în exces prin bază constituie un fenomen statistic, lungimea lor de difuzie ($L_p$) fiind o valoare medie. Sigur că, unele goluri vor avea lungimi de difuzie mai mici decît lățimea $w$ a bazei neutre încît se vor recombina în bază. Așadar, în realitate, curentul de goluri care pătrunde în colector va fi mai mic decît curentul de goluri al emitorului (injectat în bază). Se introduce mărimea *factorul de transfer* (transport prin bază):

$$\beta = \frac{\text{curentul de goluri care trece în colector}}{\text{curentul de goluri al emitorului}} \approx \frac{|I_{pC}|}{|I_{pE}|}. \tag{6.75}$$

Curentul local de recombinare este în general foarte mic, încît pentru majoritatea tranzistoarelor, $\beta$ are o valoare apropiată de 1. Pentru ca $\beta \to 1$, este necesar ca grosimea regiunii neutre a bazei $w \ll L_p$. În continuare se definește noțiunea de *factor de curent* $\alpha_0$, care arată ce fracțiune din curentul total de emitor, ajunge în colector:

$$\alpha_0 = \beta \cdot \gamma = \frac{\text{curentul care trece în colector}}{\text{curentul total de emitor}} \approx \frac{|I_{pC}|}{|I_E|}. \tag{6.76}$$

Pentru tranzistoarele uzuale, $\alpha_0$ ia valori cuprinse între 0,95 și 0,995; în cazul ideal, $\alpha_0$ are o valoare foarte apropiată de 1, și pentru acest lucru trebuie ca $\beta$ și $\gamma$ să fie cît mai apropiate de 1.

În cazul în care se ține seama și de curentul invers al joncțiunii $pn$ a colectorului (curentul de saturație al joncțiunii colector-bază polarizată invers), atunci curentul de colector $I_c$ este format din golurile care au ajuns la colector $\alpha_0 I_E$ și din $I_{CB0}$ (curentul invers de saturație al joncțiunii colectorului, cînd emitorul este în gol $I_E = 0$):

$$I_C = \alpha_0 I_E + I_{CB0}. \tag{6.77}$$

Luînd în considerare cele două componente ale curentului de bază (datorită recombinării în bază și injecției inverse în emitor), este convenabil să se exprime curentul de bază $I_B$ ca o fracțiune a curentului de colector $I_C$:

$$I_B = \delta \cdot I_C = -\delta \cdot I_1 \left( e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1 \right). \tag{6.78}$$

Coeficientul $\delta$ este numit *pierdere în bază* sau *defect în bază*, pornind de la faptul că recombinarea în bază și injecția în emitor sînt defecte pe care proiectantul și fabricantul de tranzistoare caută să le evite cît mai mult posibil. Pierderea în bază $\delta$ poate avea valori cuprinse între $10^{-1}$ și $10^{-3}$; valoarea sa este greu de controlat cu precizie în proiectarea și fabricarea tranzistoarelor (un grup de același tip de tranzistoare pot avea o împrăștiere a valorilor lui $\delta$ chiar în raport de la 1 la 10).

Curentul de emitor $I_E$ poate fi exprimat în funcție de curentul de colector $I_C$ și cel de bază $I_B$, folosind legea I-a a lui Kirchhoff:

$$I_E + I_B + I_C = 0 \tag{6.79}$$



Scanned with OKEN Scanner

sau:

$$I_E = -(I_C + I_B) = (1+\delta)\, I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right). \qquad (6.80)$$

Relația (6.80) dintre curentul de emitor $I_E$ și tensiunea emitor-bază $U_{EB}$ are aceeași formă cu ecuația idealizată a diodei cu joncțiune *pn* (6.63). În consecință, comportarea tranzistorului la bornele emitor-bază, poate fi modelată cu o diodă idealizată cu joncțiune *pn*, avînd curentul de saturație $(1+\delta)\, I_1$, (fig. 6.41).

Pentru a ține seama și de relația (6.72) care exprimă dependența exponențială a curentului de colector $I_C$ de tensiunea emitor-bază $U_{EB}$ și independența sa de tensiunea colector-bază $U_{CB}$, circuitul echivalent se completează cu un generator de curent dependent sau controlat, conectat ca în figura 6.42.

Circuitul echivalent complet, ilustrat în figura 6.42 modelează comportarea tranzistorului bipolar *pnp* în regiunea activă normală, adică atunci cînd: $U_{EB} \gg \frac{kT}{e}$ și $U_{CB} \ll -\frac{kT}{e}$. Acest model este o reprezentare completă a relațiilor curent-tensiune deduse anterior și anume: $I_C = -I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right)$; $I_E = (1+\delta)\, I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right)$; curentul de bază $I_B$ este modelat corect ca o consecință a legii lui Kirchhoff pentru curenți.

Altă posibilitate de modelare, se obține folosind proporționalitatea dintre curentul de colector $I_C$ și cel de emitor $I_E$, exprimată prin $\alpha_0$. Circuitul echivalent se realizează cu ajutorul unui generator dependent comandat prin curentul de emitor $(I_E)$.

În figura 6.43, tranzistorul funcționează în conexiunea cu baza comună; circuitul echivalent ilustrat arată că în conexiune *BC*, raportul dintre curentul de ieșire (de colector) și curentul de intrare (de emitor) este chiar $\alpha_0$ (numit *factor de amplificare în curent în conexiune BC*).

Se mai poate folosi proporționalitatea dintre curentul de colector $(I_C)$ și cel de bază $(I_B)$, exprimată prin $\beta$ și atunci modelarea se face cu ajutorul unui generator dependent comandat prin curentul de bază $I_B$.

În figura 6.44 tranzistorul este conectat în montaj cu emitorul comun; circuitul echivalent prezentat arată că în conexiunea *EC*, cîștigul de curent este chiar $\beta$ (numit *factor de amplificare în curent în conexiune EC*).

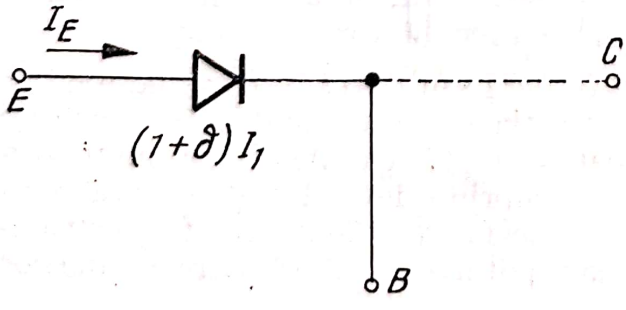



**Fig. 6.41.** Circuit echivalent parțial pentru bornele emitor-bază; model pentru reprezentarea relației: $I_E = (1+\delta)\, I_1 \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1\right)$

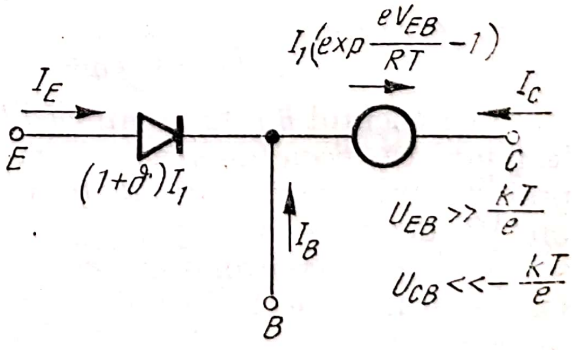



**Fig. 6.42.** Circuit echivalent complet, care reprezintă comportarea statică în regiunea activă normală a unui tranzistor *pnp*.



Scanned with OKEN Scanner

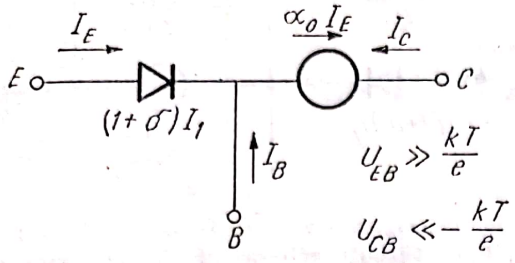



Fig. 6.43. Circuit echivalent static în care curentul de colector este modelat cu ajutorul unui generator dependent de curentul de emitor.

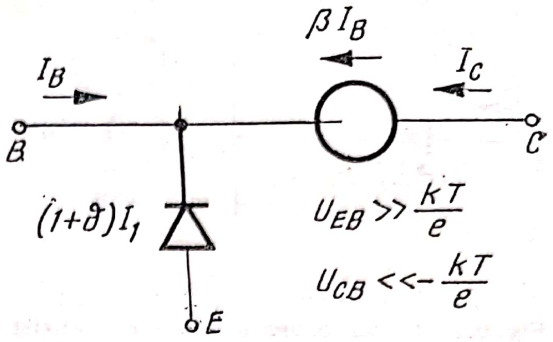



Fig. 6.44. Circuit echivalent static în care curentul de colector este modelat cu ajutorul unui generator dependent de curentul de bază.

Circuitele echivalente prezentate exprimă printr-o exponențială, relația dintre curentul de emitor $I_E$ și tensiunea emitor-bază $U_{EB}$. Ca și în cazul diodei cu joncțiune $pn$, modelarea se poate realiza cu ajutorul diodelor liniarizate pe porțiuni. Întrucît este vorba de modelarea unui tranzistor funcționînd în regim activ normal, adică pentru joncțiunea emitorului polarizată direct $\left( U_{EB} \gg \frac{kT}{e} \right)$, atunci diodele liniarizate pe porțiuni folosite în aceste modele, sînt întotdeauna deschise. Cel mai simplu circuit echivalent de acest tip, pentru un tranzistor lucrînd în regiunea activă normală, este circuitul în care se neglijează căderea de tensiune pe joncțiunea polarizată direct a emitorului (fig. 6.45).

Pentru un model mai precis, circuitul echivalent cuprinde tensiunea de prag $U_0$ asociată joncțiunii emitor-bază și o rezistență serie $R_E$ (fig. 6.46).

Pentru a lua în considerație și curentul de saturație al joncțiunii colectorului (invers polarizată) se folosește un generator de curent suplimentar independent de tensiunile aplicate pe joncțiuni (fig. 6.47).

Modelul din figura 6.47 arată că dacă intrarea este în gol ($I_E=0$), atunci curentul de ieșire (de colector) este $I_{C0}$. Curentul notat cu $I_{C0}$ este numit curent de saturație al colectorului, în circuit deschis.

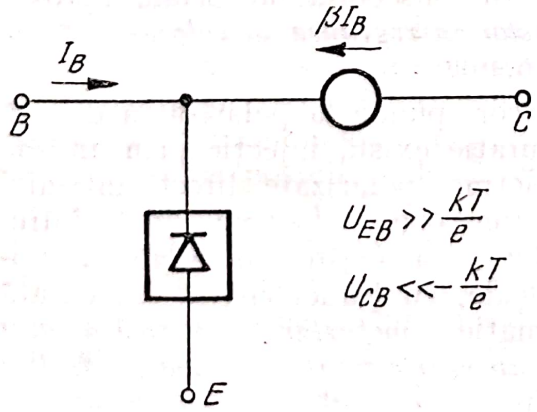



Fig. 6.45. Circuit echivalent pentru tranzistor în regiunea activă, în conexiune EC, în care joncțiunea emitor-bază este modelată printr-o diodă ideală liniarizată pe porțiuni.

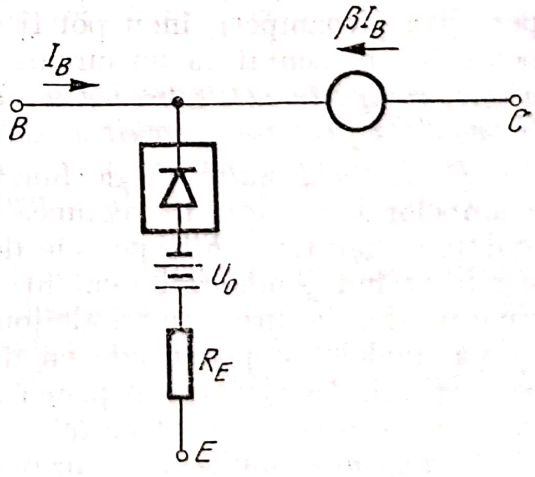



Fig. 6.46. Circuit echivalent liniarizat pe porțiuni, pentru tranzistor în regiunea activă, în conexiune EC, care include o tensiune de prag emitor-bază și o rezistență serie.



Scanned with OKEN Scanner

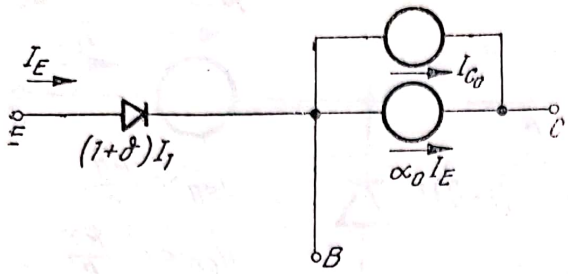



**Fig. 6.47.** Circuit echivalent pentru tranzistor în regiunea activă, în conexiune *BC*, care include curentul de saturație al colectorului.

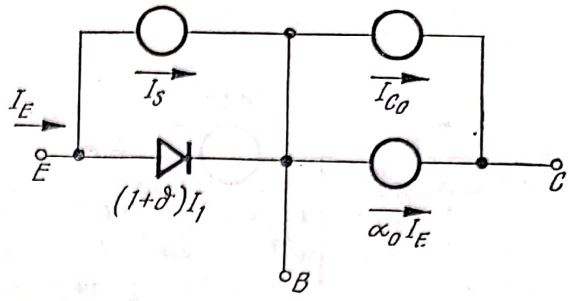



**Fig. 6.48.** Circuit echivalent în conexiunea *BC*, pentru regiunea activă, care include curenții de saturație.

În condițiile în care concentrația în exces la marginea dinspre emitor a bazei $\Delta p_n$ (0) nu este suficient de mare în comparație cu concentrația de purtători minoritari la echilibru $p_{no}$, (adică atunci cînd polarizarea directă a joncțiunii emitorului nu este mare), sau cînd temperatura este ridicată (deoarece $\Delta p_n$ depinde exponențial de temperatură), este necesar să se mai adauge și curentul de saturație al joncțiunii emitorului $I_S$ (fig. 6.48).

Acești generatori suplimentari pot fi adăugați și la modelul în conexiune *EC*.

Pentru modelarea comportării tranzistorului *npn*, se ține seama de faptul că rolurile electronilor și golurilor se schimbă între ele, funcționarea în regiunea activă implicînd curgerea electronilor prin bază. Ca urmare, $I_E$ și $U_{EB}$ sînt negative pentru un tranzistor *npn* în regiunea activă normală în timp ce $I_B$, $I_C$ și $U_{CB}$ sînt pozitive. Circuitele echivalente pentru dispozitivele *npn* trebuie să reflecte schimbările de polaritate arătate.

Întrucît *regiunea activă inversă* diferă de regiunea activă normală numai prin faptul că emitorul și colectorul sînt schimbați între ei, nu este necesară o discuție a modelelor pentru această regiune de funcționare.

În *regiunea de blocare* (*tăiere*), joncțiunea emitorului fiind invers polarizată, nu există injecție de purtători minoritari în exces în bază. Ca urmare, curenții la borne sînt foarte mici (de ordinul lui $I_{C0}$ sau $I_1$) și independenți de tensiunile pe joncțiuni. În multe cazuri (în particular pentru tranzistoare cu siliciu) curenții de saturație sînt atît de mici (cuprinși între 1 nanoamper, și 1 picoamper), încît pot fi complet neglijați și circuitul echivalent poate fi reprezentat ca un circuit în gol. În consecință, în primă aproximație, *comportarea electrică a unui tranzistor în regiunea de blocare, poate fi modelată printr-un circuit deschis* (fig. 6.49).

*Regiunea de saturație* de funcționare corespunde la polarizarea directă a ambelor joncțiuni. În regiunea de saturație există injecție prin ambele joncțiuni, iar tensiunile pe cele două joncțiuni polarizate direct sînt mici și relativ independente de curenți. În multe cazuri se pot neglija în întregime tensiunile directe mici ale joncțiunilor, ceea ce este echivalent cu înlocuirea diodelor exponențiale cu diode ideale, cu caracteristica liniarizată pe porțiuni. Așadar, într-o primă aproximație, *comportarea electrică a unui tranzistor saturat poate fi modelată printr-un scurtcircuit între toate cele trei terminale*, după cum se arată în figura 6.50.

Analiza efectuată s-a limitat la funcționarea statică a tranzistoarelor bipolare cu joncțiuni. În regim dinamic va trebui să se studieze procesul de stocare a sarcinii în regiunile neutre ale tranzistorului bipolar și să se completeze circuitele echivalente.



Scanned with OKEN Scanner

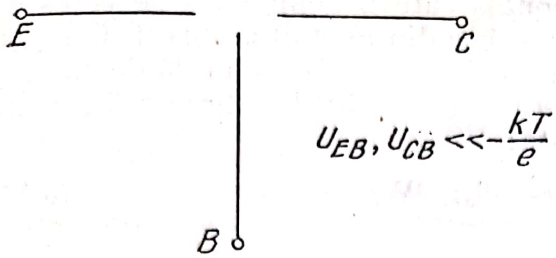



Fig. 6.49. Circuit echivalent aproximativ pentru regiunea de blocare.

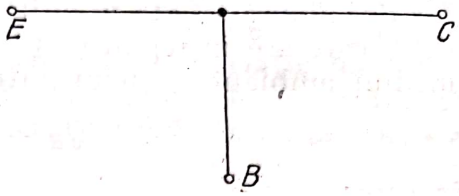



Fig. 6.50. Circuit echivalent aproximat pentru regiunea de saturație.

## 6.6. REGIMUL TERMIC AL DISPOZITIVELOR ACTIVE

Tuturor dispozitivelor active, și în general celor a căror funcționare se bazează pe fenomenele ce au loc în joncțiunea a două materiale semiconductoare ce au conductibilități de tip *np*, le este caracteristică o anumită putere activă dezvoltată în funcționarea ansamblului electric din care fac parte. Pentru concretizarea ideilor, se va considera cazul funcționării unui tranzistor [40].

Puterea disipată maximă admisă ($P_{dmax}$) ce se dezvoltă sub formă de căldură are drept componente puterile disipate pe cele două joncțiuni ale tranzistorului, dar, deoarece puterea disipată pe joncțiunea emitoare este neglijabilă în regiunea activă față de cea disipată pe joncțiunea colectoare, se poate considera că:

$$P_d = U_{CE} I_C. \tag{6.81}$$

Ca urmare a căldurii dezvoltate, se produce o încălzire a joncțiunilor și deci a întregului corp al dispozitivului activ, care poate avea, la depășirea unei limite, următoarele efecte:

— distrugerea structurii semiconductoare la temperaturi foarte ridicate și pierderea proprietăților redresoare ale joncțiunilor;

— deteriorarea treptată, în timp, a proprietăților electrice ale tranzistorului, proces cunoscut sub denumirea de *îmbătrînire*, ceea ce înseamnă scurtarea duratei de viață a acestuia.

Din acest punct de vedere este caracteristică temperatura maximă admisă pentru joncțiunea semiconductoare ($\theta_{Jmax}$), care este de (75—85)°C pentru germaniu și (140—200)°C pentru siliciu. Temperatura pe care o atinge joncțiunea semiconductoare depinde, în principal, de puterea disipată în tranzistor și de posibilitățile de răcire a acestuia prin degajarea căldurii către mediul ambiant și, deoarece puterea activă disipată în dispozitivul semiconductor activ este determinată de ansamblul circuitului electric în care el funcționează, rolul esențial în realizarea unui regim termic corespunzător îl are modul de asigurare a degajării căldurii dezvoltate către mediul ambiant.

Transmiterea căldurii de la corpurile mai calde către cele mai reci se face în general prin: *convecție termică, conducție termică și radiație termică.*

*Convecția termică naturală* constă în transportul căldurii de către un fluid care se încălzește la suprafața exterioară a corpului cald. Prin încălzire, densitatea lui de masă scade datorită dilatației în volum pe care o su-

feră și ca urmare apare o forță ascensională care îl deplasează pe verticală în sus, locul său fiind luat de fluidul mai rece din mediul ambiant. Cantitatea de căldură cedată în unitatea de timp prin convecție naturală de un corp cald, care are în regim staționar temperatura de echilibru termic $\theta_e$, către mediul ambiant de temperatură $\theta_a$ este:

$$Q_K = \alpha_K A_0 (\theta_e - \theta_a), \text{ /W/} \qquad (6.82)$$

în care:

$A_0$ este suprafața exterioară a corpului cald [m²];

$\alpha_K$ — coeficientul de convecție termică și reprezintă cantitatea de căldură transmisă prin convecție, prin unitatea de suprafață, în unitatea de timp, pentru o diferență de un grad între peretele cald și fluid (aer sau lichid) [W/m²grd].

Coeficientul de convecție $\alpha_K$ depinde de regimul de curgere a fluidului, care poate fi laminar sau turbulent, și de viteza de deplasare a acestuia $v$ [m/s], de proprietățile fizico-chimice ale fluidului (conductivitate termică, căldură specifică, vîscozitate, densitate de masă etc.), regimul termic, determinat de $\theta_e$ și $\theta_a$ și de forma și dimensiunile suprafeței corpului cald.

Valorile orientative ale lui $\alpha_K$ pentru aer și apă, cele mai folosite medii fluide pentru răcire prin convecție, sînt date în tabelul 6.2. Se observă eficiența mărită a răcirii cu apă față de cea cu gaze, dar acest avantaj este complet anulat de complicațiile pe care le introduce un circuit cu apă de răcire, metoda folosindu-se doar în unele instalații cu curenți electrici foarte mari, cu puteri mari disipate sub formă de căldură etc. Degajarea căldurii prin convecție cu aer se face în mod natural, cele mai multe componente, dispozitive și aparate funcționînd în atmosfera ambiantă a aerului la temperatura camerei. Cînd este necesară o degajare mai intensă a căldurii se folosește convecția forțată în care aerul, de exemplu, se deplasează cu viteza $v$ față de suprafața corpului cald prin intermediul unui ventilator sau a unei pompe.

Procesul de *conducție termică* apare în interiorul unui corp solid, sau între corpuri aflate în contact perfect unul cu altul, și se manifestă prin propagarea unui flux de căldură din regiunile mai calde spre cele mai reci, datorită unui schimb de energie de la particulă la particulă. Acest fenomen este strîns legat de distribuția de temperatură în interiorul corpului considerat. Temperatura este o mărime care depinde atît de coordonatele spațiului, cît și de timp. Din acest punct de vedere cîmpul de temperatură, definit ca totalitatea valorilor temperaturilor prin care se caracterizează punctele unui spa-

TABELUL 6.2

Coeficientul de convecție pentru diferite medii fluide.

| Fluid | $\alpha_k \left[\frac{\text{kcal}}{\text{m²h grd}}\right]$ | $\alpha_k \left[\frac{\text{W}}{\text{m² grd}}\right]$ |
|---|---|---|
| Apă stătătoare | 500 | 582 |
| Apă în mișcare | $500 + 1\,800 \sqrt{v}$ | $582 + 2\,090 \sqrt{v}$ |
| Aer în repaus, gaze | 2...8 | 2,3...9,3 |
| Aer și gaze în mișcare | $2 + 10 \sqrt{v}$ | $2,3 + 11,6 \sqrt{v}$ |



Scanned with OKEN Scanner

țiu considerat la un moment dat, poate fi uni—bi—sau tridimensional, după cum temperatura variază în funcție de una, două sau trei dimensiuni ale spațiului și staționar sau nestaționar, după cum temperatura nu variază sau variază în funcție de timp. Toate punctele unui corp care la un moment dat au aceeași temperatură formează o suprafață izotermică. Variația temperaturii se produce numai pe direcții ce intersectează suprafețele izotermice și este maximă pe direcția normalei la suprafața izotermică. În acest sens s-a definit gradientul de temperatură:

$$\text{grad } \theta = \frac{\partial \theta}{\partial n} \vec{n}, \quad [°C/m] \tag{6.83}$$

un vector avînd modulul egal cu variația maximă a temperaturii pe unitatea de lungime în punctul considerat, direcția normală la suprafața izotermică ce trece prin punctul respectiv și sensul identic cu sensul de creștere a temperaturii.

Pentru corpurile solide, Fourier a stabilit că energia transmisă sub formă de căldură prin conducție termică, în unitatea de timp, este proporțională cu gradientul de temperatură și cu aria secțiunii perpendiculare pe direcția de propagare a căldurii:

$$Q_c = -\lambda_\theta S \,|\, \text{grad } \theta \,| \quad [W]. \tag{6.84}$$

Semnul minus din expresia (6.84) indică faptul că transmisia căldurii se face în sens invers gradientului de temperatură, adică de la temperaturi mai mari către cele mai mici.

Coeficientul de proporționalitate $\lambda_\theta$, denumit *conductivitatea termică*, reprezintă cantitatea de căldură transmisă în unitatea de timp, prin unitatea de suprafață, pentru o cădere de temperatură de un grad pe unitatea de lungime.

$$\lambda_\theta = \frac{Q_c}{S \dfrac{\Delta\theta}{l}} \quad \left[\frac{W}{m°C}\right] \tag{6.85}$$

Această mărime depinde de natura corpului, temperatura acestuia, densitatea de masă și umiditate. În tabelul 6.3 sînt date cîteva valori pentru materiale folosite mai mult la dispozitivele și aparatele electronice.

Pentru cazul particular al conducției termice printr-un tub conductor de lungime $l$ și secțiune transversală $S$, ale cărui extremități au temperaturile $\theta_1$ și $\theta_2$, cantitatea de căldură transmisă în regim staționar este:

$$Q_c = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\dfrac{l}{\lambda_\theta \cdot S}} = \frac{\theta_1 - \theta_2}{R_\theta} \tag{6.86}$$

TABELUL 6.3

**Valorile coeficientului de conductivitate termică pentru diferite materiale.**

| Materialul | Conductivitatea termică $\lambda_\theta \left[\frac{W}{m\ grd}\right]$ (la temperatura ambiantă $\theta_a = 25°C$) |
|---|---|
| Cupru | 380...397 |
| Aluminiu | 210...230 |
| Aliaj de lipit | 80,,,110 |
| Siliciu | 85 |
| Germaniu | 60 |
| Aliaj In—Gr | 25 |
| Vaselină | 0,19 |
| Aer | 0,025 |



Scanned with OKEN Scanner

în care $R_0 = \frac{l}{\lambda_0 \cdot S}$ poartă denumirea de *rezistență termică* a tubului conductor considerat.

Fenomenul de *radiație termică* reprezintă procesul de propagare a energiei sub formă de unde electromagnetice. Spre deosebire de convecție și conducție, radiația termică presupune un dublu proces de transformare a energiei: pe de o parte energia termică a unui corp se transformă în energie de radiație care se propagă prin unde electromagnetice; la întîlnirea acestora cu un alt corp, ele se transformă parțial în energie termică și anume doar acelea care sînt absorbite de corp, denumite și raze calorice (luminoase și infraroșii, cu lungimea de undă cuprinsă între 0,4 μm și 400 μm).

Orice corp emite radiații, indiferent de temperatura lui, într-un spectru de lungime de undă continuu, între zero și infinit, iar intensitatea de radiație, notată cu $I_0$ și reprezentînd energia radiată de unitatea de suprafață în unitatea de timp, la o anumită lungime de undă, depinde de temperatura absolută a corpului și lungimea de undă considerată. Dacă se consideră toate lungimile de undă posibile aceeași cantitate de energie se definește ca *putere emisivă*, notată cu $W_0$ și măsurată în [W/m²].

Pentru corpul negru, capabil să absoarbă complet toate radiațiile ce cad asupra lui, care are o putere emisivă maximă față de celelalte corpuri, la o anumită temperatură, legea lui Planck exprimă dependența intensității de radiație de lungimea de undă (λ) și temperatura absolută (fig. 6.51):

$$I_{0_n} = \frac{C_1 \lambda^{-5}}{\frac{C_2}{e^{\lambda T} - 1}} \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^3}\right], \tag{6.87}$$

în care $C_1$ și $C_2$ sînt mărimi constante.

Prin integrare în raport cu λ se obține legea lui Stefan Boltzmann, care dă puterea emisivă a corpului negru $E_{0_n}$:

$$E_{0_n} = \int_0^\infty I\lambda \, d\lambda = c_n \left(\frac{T}{100}\right)^4 \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2}\right] \tag{6.88}$$

unde $c_n = 5{,}77$ W/m² °K⁴ reprezintă *coeficientul de radiație a corpului negru*. Față de corpul negru, celelalte corpuri, denumite și corpuri cenușii, au o putere emisivă $W_0$ mai redusă, caracterizată de valoarea coeficientului de emisie $\varepsilon_0$:

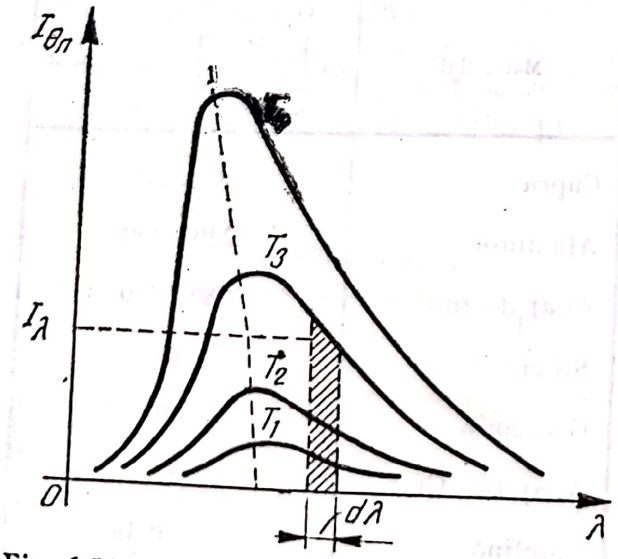



Fig. 6.51. Caracteristica spectrală a intensității de radiație a corpului negru, pentru diferite temperaturi $T_i$.

$$\varepsilon_0 = \frac{W_0}{W_{0_n}} \tag{6.89}$$

care depinde de natura corpului ce radiază și temperatura sa și pentru care sînt date cîteva valori în tabelul 6.4. Puterea emisivă a unui corp cenușiu este deci:

$$W_0 = \varepsilon_0 W_{0_n} = \varepsilon_0 c_n \left(\frac{T}{100}\right)^4 = c' \left(\frac{T}{100}\right)^4, \tag{6.90}$$

unde $c' = \varepsilon_0 c_n$ este *coeficientul de radiație a corpului cenușiu.*



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 6.4

**Valorile coeficientului de emisie pentru diferite materiale.**

| Material | Temperatura θ (°C) | $\varepsilon_0 = E_0 / E_{0_n}$ |
|---|---|---|
| Alamă laminată | 0...200 | 0,07 |
| Alamă prelucrată | 0...200 | 0,2 |
| Aluminiu brut | 0...200 | 0,07 |
| Aluminiu şlefuit | 220...570 | 0,04...0,057 |
| Aluminiu eloxat | 0...200 | 0,7 ...0,8 |
| Cupru prelucrat | 20 | 0,092 |
| Cupru oxidat negru | 0...200 | 0,785 |
| Oţel laminat | 0...200 | 0,75...0,81 |
| Hîrtie | 0... 100 | 0,95 |
| Vopsea de ulei | 0...200 | 0,89...0,97 |
| Lac alb | 40... 95 | 0,8 ...0,95 |
| Lac negru lucios | 25 | 0,875 |
| Lac negru mat | 40... 95 | 0,96...0,98 |

Raportul între energia absorbită $W_{0a}$ de un corp şi energia totală care ajunge la el $W_0$ (o parte a energiei incidente este reflectată sau străbate corpul) poartă denumirea de *coeficient de absorbţie*, $A_0$:

$$A_0 = \frac{W_{0a}}{W_0}. \tag{6.91}$$

În regim de echilibru termodinamic coeficientul de absorbţie are aceeaşi valoare cu coeficientul de emisie:

$$\varepsilon_0 = A_0. \tag{6.92}$$

Aceasta înseamnă că, la o anumită temperatură, un corp radiază cu atît mai multă energie cu cît absoarbe mai multă energie la aceeaşi temperatură, deci cu cît este mai „negru". Cantitatea de căldură schimbată prin radiaţie termică, în regim staţionar, între două suprafeţe plan paralele $S$, în unitatea de timp, este:

$$Q_r = A_{0_{12}} S c_n \left[\left(\frac{T_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_2}{100}\right)^4\right] = c_{12} S \left[\left(\frac{T_1}{100}\right)^4 - \left(\frac{T_2}{100}\right)^4\right] \tag{6.93}$$

în care:

$A_{0_{12}} = \dfrac{1}{\dfrac{1}{A_{0_1}} + \dfrac{1}{A_{0_2}} - 1}$ este *coeficientul reciproc de absorbţie între cei doi pereţi*

şi:

$$c_{12} = A_{0_{12}} c_n$$

$T_1$ şi $T_2$ sînt *temperaturile absolute ale celor două suprafeţe*. Se observă că această cantitate de căldură depinde de puterea a patra a temperaturii absolute a corpului mai cald, deci *cu creşterea temperaturii corpului devine preponderentă degajarea căldurii prin radiaţie termică faţă de convecţie şi conducţie termică*.

Transmiterea căldurii este un proces ireversibil deoarece are loc numai cînd există o diferenţă de temperatură şi se desfăşoară cu creşterea entropiei



Scanned with OKEN Scanner

sistemului considerat. În general, transmiterea căldurii se face prin toate cele trei moduri amintite mai sus, dar funcție de fiecare caz în parte poate fi preponderent unul sau altul dintre ele.

De exemplu, pentru cazul unui dispozitiv semiconductor activ puterea disipată sub formă de căldură în joncțiunile sale produce încălzirea acestor zone. Prin conducție termică această căldură a fost transmisă spre exteriorul dispozitivului, aducînd suprafața sa exterioară la o anumită temperatură, iar apoi prin convecție, radiație și conducție termică căldura se transmite mediului ambiant (aer) și corpurilor în contact fizic cu dispozitivul. În figura 6.52, *a*, este prezentat fluxul termic într-un tranzistor, iar în figura 6.52, *b*, un model geometric al modului de transmitere uniaxială a căldurii prin conducție termică. Pentru modelul schițat, în regim dinamic, regimul termic se caracterizează prin următoarea ecuație cu derivate parțiale [25]:

$$\rho c_0 \frac{\partial \Delta I}{\partial t} = \lambda_0 \frac{\partial^2 \Delta T}{\partial x^2} \tag{6.94}$$

în care $\rho$ este *densitatea de masă* [kg/m³];

$c_0$ — *căldura specifică* [Ws/kg °C];

$\lambda_0$ — *conductivitatea termică* [W/m °C].

Dacă din punct de vedere electric, se consideră tranzistorul ca o conectare de cuadripoli elementari cu parametri electrici distribuiți (fig. 6.52, *c*), în regim dinamic este satisfăcută următoarea ecuație diferențială:

$$r^* C^* \frac{\partial u}{\partial t} = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \tag{6.95}$$

unde $r^*$ este rezistența electrică lineică [Ω/m];

$C^*$ — capacitatea electrică lineică [F/m].

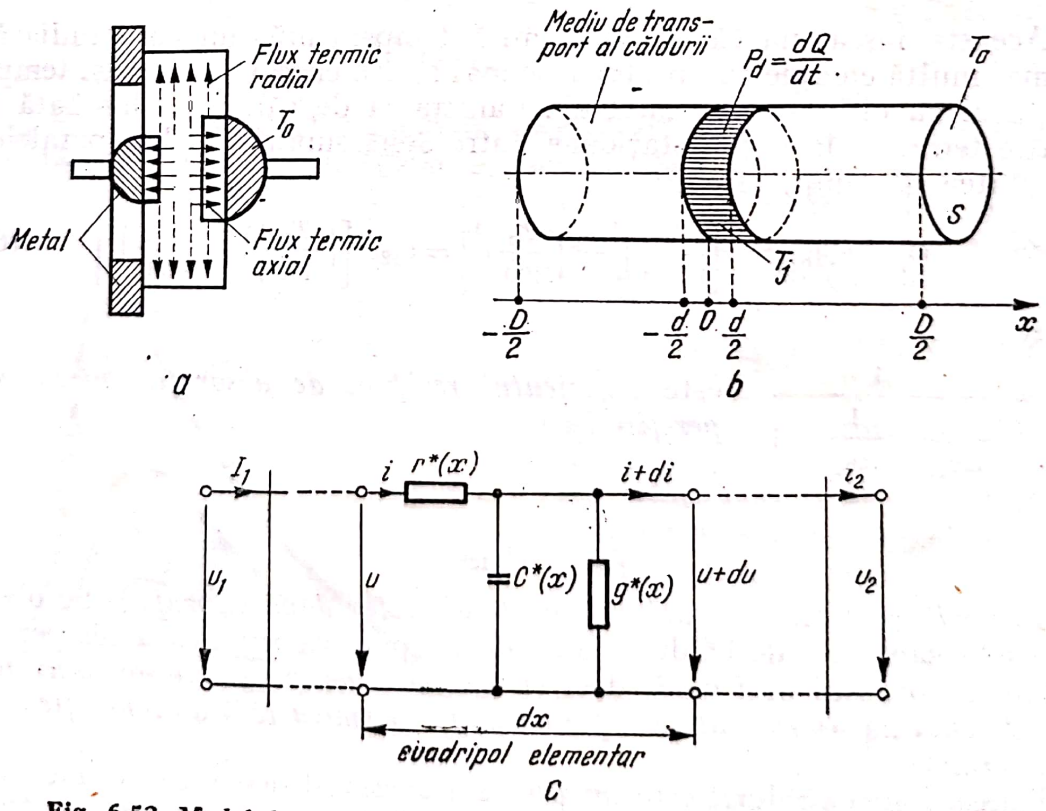



**Fig. 6.52. Modelul evacuării căldurii dintr-un dispozitiv semiconductor.**



Scanned with OKEN Scanner

TABELUL 6.5

**Corespondența dintre mărimile termice și mărimile electrice.**

| Mărimi termice | Mărimi electrice |
|---|---|
| $Q$: cantitate de căldură [Ws] | $Q$: sarcina electrică [As] |
| $\Phi = \frac{dQ}{dt}$ curent termic [W] | $I = \frac{dQ}{dt}$ curent electric [A] |
| $\Delta T = T_1 - T_0$ diferența de temperatură [grd] | $\Delta V = U$ diferență de potențial electric [V] |
| $\lambda_0$ conductivitate termică $\left[\frac{W}{mgrd}\right]$ | $\lambda$ conductivitate electrică $\left[\frac{1}{\Omega\ m}\right]$ |
| $C_0$ capacitate termică $\left[\frac{Ws}{grd}\right]$ | $C$ capacitate electrică $\left[\frac{As}{V}\right]$ |
| $R_0$ rezistență termică $\left[\frac{grd}{W}\right]$ | $R$ rezistența electrică [$\Omega$] |
| $\frac{1}{\lambda_0 S}$ $\left[\frac{grd}{Wm}\right]$ | $r'$ rezistența lineică $\left[\frac{\Omega}{m}\right]$ |
| $\rho\ c_0\ S$ $\left[\frac{Ws}{grdm}\right]$ | $C'$ capacitate lineică $\left[\frac{As}{Vm}\right]$ |

Din compararea celor două ecuații diferențiale rezultă clar că se poate face o analogie perfectă între fenomenul electric și termic din tranzistor, corespondența mărimilor fiind dată în tabelul 6.5.

Cu acestea se poate reprezenta o schemă termică echivalentă unui circuit electric în care mărimile electrice au fost înlocuite cu cele termice corespunzătoare (fig. 6.53). În figura 6.53, *a* este reprezentat generatorul de curent termic de valoare egală cu puterea disipată pe joncțiunea ce are temperatura $\theta_j$, legat prin intermediul modelului termic al tranzistorului cu rezistența termică ce corespunde căderii de temperatură $\theta_c - \theta_a$ produsă de trecerea curentului termic de la capsula tranzistorului, care are temperatura $\theta_c$, către mediul ambiant, de temperatură $\theta_a$. În figura 6.53, *b*, modelul termic al tranzistorului este reprezentat explicit, prin analogie cu schema electrică din figura 6.52, *c*, cu ajutorul rezistenței termice $R_{\theta jc}$ între joncțiune și capsulă și a capacității termice $C_0$, corespunzătoare căldurii înmagazinate în masa proprie a tranzistorului. Trebuie făcută observația că valoarea capacității termice $C_{0a}$ a mediului ambiant este infinit mare, aceasta avînd posibilități nelimitate de înmagazinare de căldură, astfel că în schema

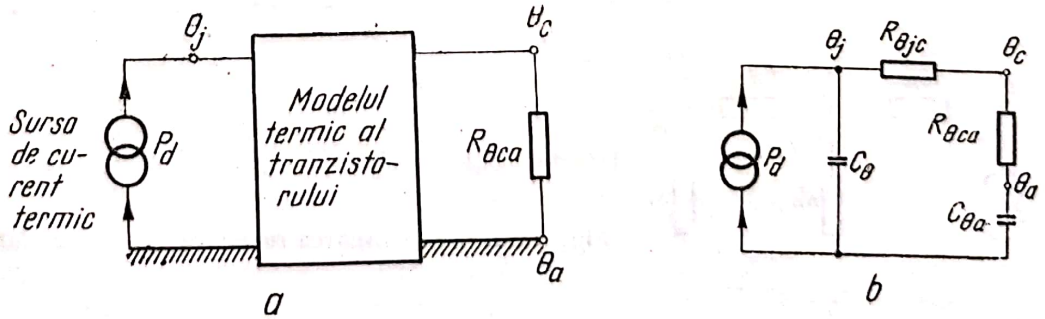



**Fig. 6.53.** Schema termică echivalentă corespunzătoare modelului din figura 6.52.

circuitului termic ca se poate omite la reprezentare (așa cum s-a procedat în figurile 6.53, *a* și 6.53, *b*). De asemenea, se poate preciza că valabilitatea schemei termice reprezentate prin analogie cu cele electrice se păstrează pînă la temperaturi ale mediului ambiant ce nu depășesc valoarea de 100°C.

În regim staționar, cînd s-au stabilit temperaturile de echilibru termic, din schema echivalentă reprezentată în figura 6.53, *b* se poate scrie:

$$\theta_j = \theta_a + (R_{\theta jc} + R_{\theta ca})P_d \tag{6.96}$$

De obicei, pentru tranzistoarele de putere se dau rezistențele termice $R_{\theta jc}$ și $R_{\theta ca}$ în cataloage, iar în cazul în care se dau doar curbele $P_{dmax} = F(\theta_a)$ se poate determina rezistența termică $R_{\theta jc}$ (fig. 6.54, *a*):

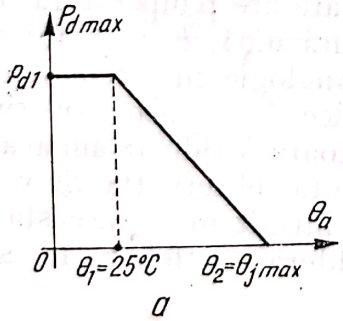
$$R_{\theta jc} = \frac{\theta_2 - \theta_1}{P_{d1}} \tag{6.97}$$

Din relația scrisă pentru circuitul termic echivalent se poate determina valoarea maximă a puterii disipate astfel încît, în condiții date, să nu se depășească temperatura maximă admisibilă a joncțiunii:

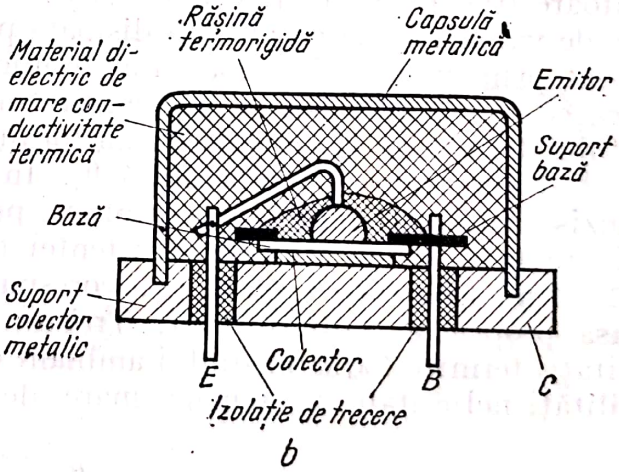
$$P_{dmax} = \frac{\theta_{jmax} - \theta_a}{R_{\theta jc} + R_{\theta ca}}. \tag{6.98}$$

Se observă că această valoare este cu atît mai mare cu cît cele două rezistențe termice de la numitor sînt mai mici. Dacă puterea disipată este constantă, prin micșorarea celor două rezistențe termice se reduce temperatura joncțiunii, deci solicitarea termică a dispozitivului semiconductor.

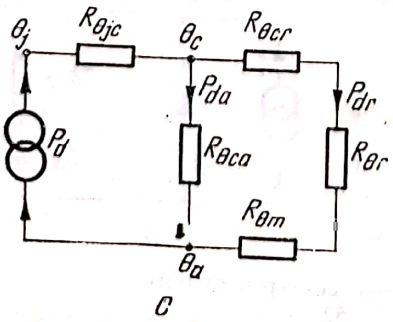
Printr-o tehnologie constructivă corespunzătoare (fig. 6.54, *b*) se poate obține micșorarea rezistenței termice $R_{\theta jc}$. Spre exemplu, la tranzistoarele de putere colectorul se lipește pe o placă metalică suport masivă, printr-o




*a*




*b*




*c*

**Fig. 6.54.** Determinarea rezistenței termice $R_{\theta j}$

suprafață de contact cît mai mare. De asemenea, pentru transmisia eficientă a căldurii de la joncțiune către capsulă (de obicei aceasta face corp cu suportul colectorului) aceasta este umplută cu un material dielectric special care are, pe lîngă proprietăți dielectrice bune și stabilitate la temperaturi ridicate, o conductivitate termică de valoare cît mai mare. De la capsulă căldura se transmite mai departe mediului ambiant în cea mai mare parte prin radiație termică, cu atît mai eficient cu cît suprafața exterioară a dispozitivului este mai mare, are temperatură mai mare decît a mediului ambiant și cu cît coeficientul ei de emisie $\varepsilon_0$ este mai mare. Pentru un anumit tip de capsulă, dispozitivul semiconductor poate disipa o anumită putere fără a se depăși temperatura maximă admisibilă pentru joncțiune. De multe ori însă necesitățile funcționale ale circuitului impun dezvoltarea unei puteri mai mari decît cea maximă a dispozitivului și în acest caz, pentru a nu se depăși $\theta_{jmas}$, este necesară micșorarea rezistenței termice totale joncțiune — — mediu ambiant. Așa cum este schițat în figura 6.54, *c*, prin punerea în paralel cu $R_{\theta_{ca}}$ a unei rezistențe termice suplimentare se obține un efect cu atît mai pronunțat cu cît rezistența termică respectivă este mai mică. Practic, acest lucru se realizează prin montarea unui *radiator metalic* în contact cît mai intim cu dispozitivul semiconductor activ (placă suport, capsulă) și pe o suprafață cît mai mare. De la dispozitivul semiconductor căldura se transmite radiatorului prin conducție termică ($R_{\theta_{cr}}$), iar apoi ea este degajată în mediul ambiant prin convecție și radiație termică de către suprafața mult mărită a radiatorului ($R_{\theta_r}$). Pentru ca rezistența termică de contact dintre dispozitiv și radiator $R_{\theta_{cr}}$ să fie cît mai mică se poate unge suprafața de contact cu rășină siliconică sau se poate introduce o folie subțire, metalică, moale, avînd bune proprietăți de conducție termică, acțiuni care îmbunătățesc contactul dintre suprafața dispozitivului și cea a conductorului. Atunci cînd radiatorul trebuie izolat electric față de capsulă (colector) se interpune o folie de material dielectric cu mare stabilitate termică (de obicei din mică, $R_{\theta_m}$). Pentru dispozitivele active de putere, montarea pe radiator se face prin șuruburi de strîngere și fixare fermă, acest lucru concurînd la micșorarea lui $R_{\theta_{cr}}$.

Notînd cu $R'_{\theta_r}$ rezistența termică a radiatorului:

$$R'_{\theta_r} = R_{\theta_r} + R_{\theta_m} + R_{\theta_{cr}}$$

rezistența termică totală a dispozitivului semiconductor va fi:

$$R_{\theta_{ja}} = R_{\theta_{jc}} + \frac{R_{\theta_{sa}} + R'_{\theta_r}}{R_{\theta_{ca}} \cdot R'_{\theta_r}} \tag{6.99}$$

La o putere disipată $P_d$ mai mare decît cea pe care o poate disipa dispozitivul fără radiator, rezultă rezistența termică totală necesară:

$$R_{\theta_{ja}} = \frac{\theta_{jmax} - \theta_a}{P_d} \tag{6.100}$$

din care rezultă $R'_{\theta_r}$ și apoi $R_{\theta_r}$, funcție de care se calculează suprafața necesară a radiatorului. În cazul în care această suprafață rezultă prea mare, se impune folosirea unei răciri forțate, de obicei cu aer antrenat de un ventilator. Pe lîngă mărirea suprafeței radiatorului, micșorarea rezistenței lui termice $R_{\theta_r}$ se poate face și prin confecționarea lui din materiale cu conductivitate termică de valori cît mai mari. Astfel, cel mai utilizat este aluminiul și aliajele de aluminiu care conferă față de cupru tehnologii de prelucrare mai



Scanned with OKEN Scanner

simple și greutate mai mică, avantaje care compensează pe deplin conductivitatea ceva mai redusă decît a cuprului. În figura 6.55 sînt reprezentate cîteva tipuri de radiatoare din aliaj de aluminiu fabricate la IPRS-Băneasa pentru dispozitive semiconductoare active de putere. Pentru cele de mică putere, radiatoarele se pot confecționa din folii sau plăci metalice, sub forma unor sisteme geometrice cu aripioare pentru mărirea suprafeței de degajare a căldurii prin radiație și convecție termică, din cupru, aluminiu, alamă etc. Pentru îmbunătățirea proprietăților emisive ale suprafeței aceasta se poate trata chimic sau electrochimic, operație în urma căreia suprafața se acoperă cu un strat de oxizi și săruri ale acizilor folosiți, strat caracteri-

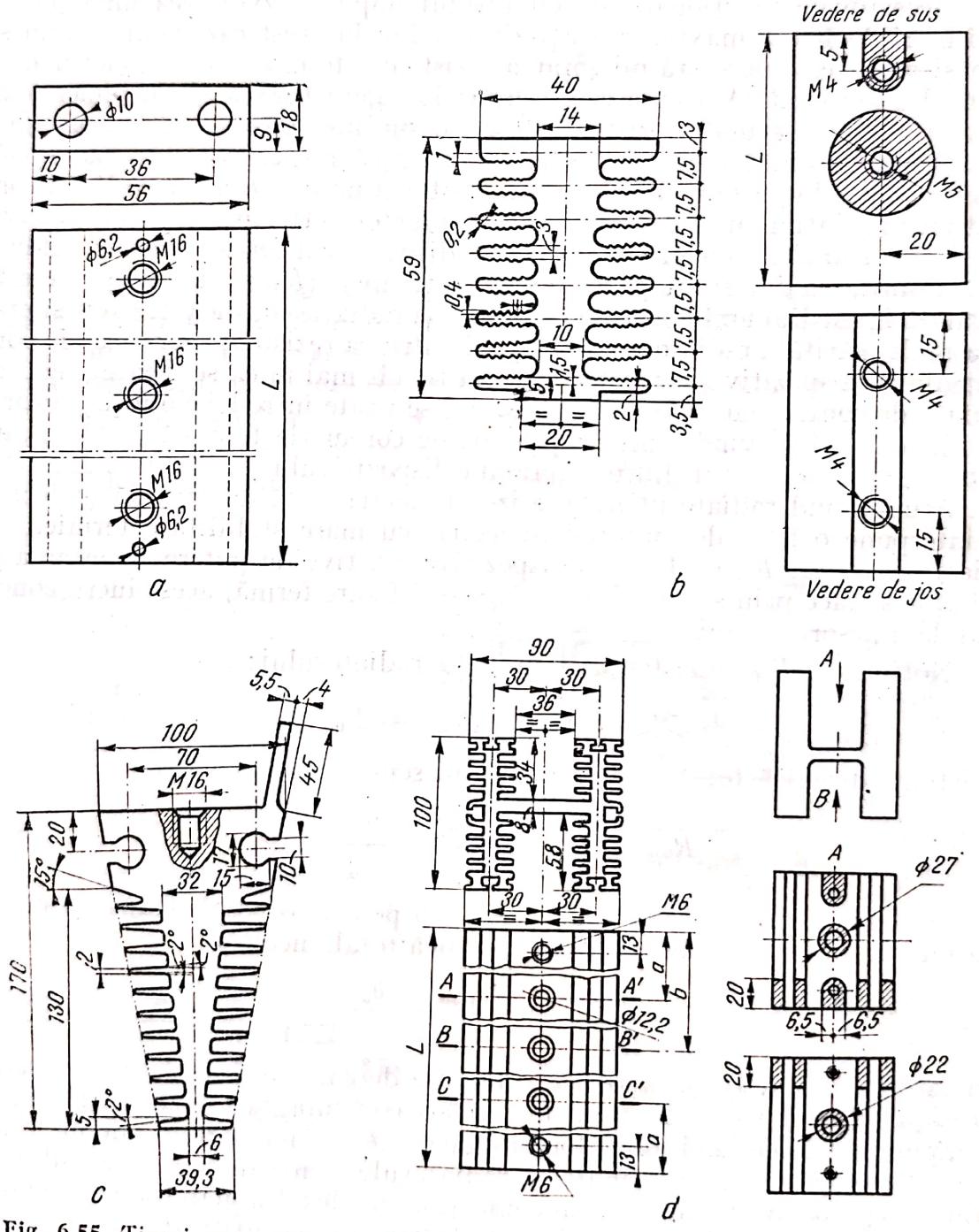



Fig. 6.55. Tipuri reprezentative de radiatoare pentru dispozitive semiconductoare active de putere.

zat prin coeficienți de emisie $\varepsilon_0$ de valori mai mari. Astfel, pentru aluminiu brut coeficientul de emisie este 0,07 și crește prin eloxare la 0,7, adică de 10 ori, motiv pentru care radiatoarele de aliaj de aluminiu se fac și în varianta eloxate.

În majoritatea aparatelor electronice răcirea componentelor se face liber în atmosfera din interiorul carcasei acestuia. La proiectarea tehnologică și constructivă trebuie avut în vedere și locul și modul de dispunere a dispozitivelor semiconductoare active. Este exclusă învecinarea acestora cu elemente disipative de putere prin excelență, cum ar fi rezistoarele, fapt care ar înrăutăți procesul de degajare eficientă a căldurii. De asemenea, fixarea radiatoarelor se face astfel încît suprafețele, plane sau nervurate, să fie verticale, dînd posibilitatea unei deplasări libere și eficiente a fluidului de răcire de-a lungul acestora. În plus, incintele care conțin circuitele electronice, carcase, cutii, dulapuri etc. vor fi astfel concepute și realizate tehnologic încît să permită evacuarea optimă a căldurii dezvoltate în interiorul lor. Numai coroborînd principiile fenomenologice ale transmisiei căldurii prin radiație, convecție și conducție cu proiectarea constructivă și tehnologia de execuție care să asigure o optimizare a căilor de transmisie a căldurii către mediul ambiant, se poate asigura un regim termic corespunzător pentru aparatura electronică, fapt ce duce implicit la mărirea fiabilității acesteia. La dispozitivele active miniaturizate și la circuitele integrate cu densitate mare de componente, datorită miniaturizării, constantele de timp de generare a căldurii au devenit tot mai mici pe cînd cele de evacuare a căldurii au rămas relativ mari. Din acest motiv la funcționarea în impulsuri cu factor de umplere mic, sau la funcționarea la frecvențe joase, puterea instantanee poate depăși valoarea maximă admisă, deși puterea medie pe o perioadă este sub limita admisă. Ca urmare pot apare încălziri locale puternice ce pot provoca distrugerea dispozitivului activ.

Pentru realizarea unui regim termic corespunzător, încărcarea în putere nu trebuie să depășească 80% din puterea maximă admisibilă și se va avea grijă ca nici puterea instantanee să nu depășească pe cea maximă admisibilă. De asemenea, la dispozitivele semiconductoare de putere nu este permisă scurtarea terminalelor sub valoarea indicată de fabricant deoarece, pe lîngă înrăutățirea schimbului de căldură, există posibilitatea distrugerii termice a joncțiunilor în timpul operației de lipire a terminalelor. În timpul lipirii este indicat să se folosească șunturi termice pentru terminale, sub forma unor corpuri metalice masive, bune conductoare de căldură, care cuprind partea terminalului dinspre dispozitivul semiconductor, absorbind căldura transmisă de la lipitură prin terminal și protejînd astfel termic joncțiunile. La dispozitivele semiconductoare de putere a căror prindere pe radiator se face prin înșurubare se va respecta cuplul de strîngere indicat de fabricant, cuplu ce asigură și un contact termic corespunzător și păstrarea integrității capsulei (strîngerea se face cu chei dinamometrice).

Scanned with OKEN Scanner

# 7

# TEHNOLOGIA SUBANSAMBLELOR

## 7.1. GENERALITĂȚI

Structura complexă a echipamentelor electronice necesită, în vederea fabricației, o analiză detaliată pentru a putea evidenția elementele constituante din dorința asigurării atît a unor performanțe tehnice ridicate, cît și a unei eficiențe economice.

Analizarea în profunzime a întregii structuri permite, în cadrul activității de cercetare și dezvoltare aferentă etapelor de asimilare a produselor, identificarea de soluții tehnice, cu implicații majore asupra competitivității produsului.

În acest sens, problemele legate de *standardizarea* și *tipizarea subansamblelor* joacă un rol de prim ordin și de aceea, toate activitățile legate de punerea în fabricație a unui echipament electronic trebuie să fie subordonate acestui concept.

*Restrîngerea numărului de tipodimensiuni* din nomenclatorul unei întreprinderi electronice sau a unor grupe de întreprinderi, *conduce la scăderea costurilor de fabricație*, la *creșterea productivității muncii*, la *posibilitatea întrebuințării unor tehnologii de mare randament*.

În același timp, o fabricație economică impune divizarea ansamblelor în elemente mai mici, care se pot produce și verifica individual, adică în subansamble. *Subansamblele* sînt conținute într-un *cadru* sau *sertar* și sînt *conectate între ele* prin intermediul unor *elemente de legătură*. Acestea contribuie la obținerea funcțiunii ansamblului și pot fi realizate prin *conductoare discrete* sau *cablaje imprimate*.

Forma preponderentă de subansamblu în domeniul electronicii este *unitatea interschimbabilă*. Ea constă dintr-o plăcuță, cu cablaj imprimat, ca suport pentru componentele electronice ale subansamblului. *Cablajul imprimat* poate fi pe o *față*, pe *ambele* sau *multistrat*. Cablajul imprimat realizează atît conectarea componentelor subansamblului între ele, cît și conectarea acestora la elementul de conectare al subansamblului (la conector). În ideea celor prezentate se poate întocmi o structură ierarhică a unui echipament sau sistem electronic (fig. 7.1).

Echipamentele electronice moderne sînt constituite preponderent cu circuite integrate. Cele mai importante motive ce pledează pentru folosirea



Scanned with OKEN Scanner

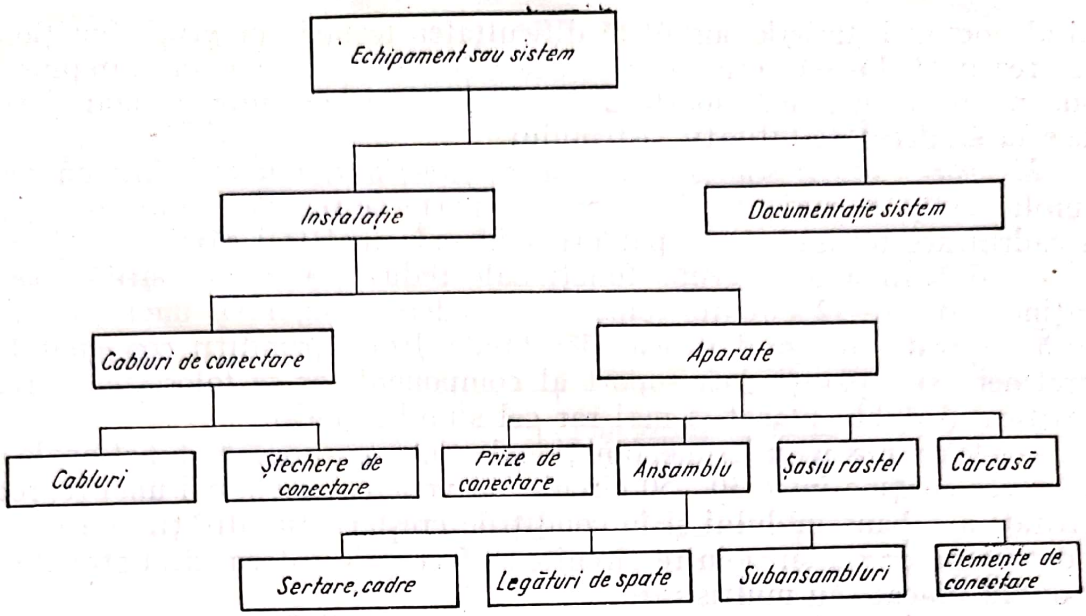



**Fig. 7.1.** Structura ierarhică a unui echipament electronic.

circuitelor integrate sînt: *fiabilitate ridicată, costuri reduse, greutate redusă, volum redus.*

Întrebuințarea circuitelor integrate obligă la găsirea unor soluții constructive și tehnologice care să conducă la folosirea într-o măsură cît mai mare a avantajelor microelectronicii. Din acest punct de vedere o soluție ar fi realizarea tuturor funcțiunilor cu ajutorul unei singure unități pe care să fie plasate toate circuitele active și pasive și interconectate prin intermediul unor legături nedemontabile. O asemenea soluție nu este încă pe deplin tehnic realizabilă, iar economic nu se justifică. De aceea este necesară alcătuirea unor unități de dimensiuni mai mici, urmărindu-se realizarea unor condiții cît mai avantajoase de verificare, întreținere, reparare și standardizare a subansamblelor în interesul unei fabricații automatizate.

Cerințe de fiabilitate și gabarit impun uneori o subîmpărțire a funcțiunii, respectiv o subîmpărțire constructiv-tehnologică.

La stabilirea dimensiunilor unui subansamblu este necesar să se țină seama de următorii factori de influență:

— dimensiunea disponibilă a suportului componentelor, stabilită după criterii constructive, tehnologice și funcționale;

— numărul de componente necesare realizării unei funcțiuni a circuitului, respectiv a unei părți a acesteia;

— numărul de puncte de conectare pentru intrări și ieșiri de pe subansamblu precum și numărul punctelor necesare verificărilor;

— fiabilitate, verificabilitate, reparabilitate, economicitate;

— densitatea de legături pe suportul componentelor;

— puterea disipată pe fiecare unitate de volum.

*Divizarea schemei electrice* se poate face fie *pe circuite electrice*, fie *pe funcțiuni* [46].

*In primul caz* se realizează un tip de *placă universală*, cablajul imprimat cuprinzînd un număr redus de componente. Conexiunile sînt conduse în exterior prin conectoare și funcțiunile dorite se realizează prin intermediul legăturilor de spate. Pentru circuitul de masă și pentru cel de alimentare există pini comuni la conector. Se realizează în acest fel un număr redus de tipuri de subansamble care se vor putea fabrica în serie mare. Ca dezavan-

taj al metodei trebuie amintită dificultatea testării pe grupe funcționale, testarea putîndu-se efectua doar la nivel de circuite elementare. În plus, metoda necesită un număr foarte mare de elemente de interconectare ceea ce duce la scăderea fiabilității sistemului.

*Metoda divizării schemei electrice pe funcțiuni*, reunește într-un subansamblu funcțiuni mai complexe care comportă de regulă mai multe circuite. În cadrul acestei metode se pot urma în principal trei căi:

— alcătuirea unor grupe funcționale reduse ca funcționalitate ce vor conține între 8—12 circuite (cipuri) în vederea asigurării unei reproductibilități sporite, un grad ridicat de standardizare, condiții convenabile de întreținere și reparație; ca suport al componentelor se folosește de regulă stratificatul dublu placat și mai rar cel simplu placat;

— alcătuirea unor grupe funcționale de complexitate funcțională medie ce vor conține între 30—50 circuite în vederea asigurării unei reproductibilități a subansamblului și în condițiile creșterii fiabilității și a densității de echipare; cablarea între circuite se face prin intermediul stratificatului dublu placat sau multistrat;

— alcătuirea unor grupe funcționale cu un grad ridicat de funcționalitate în vederea obținerii unei fiabilități ridicate prin folosirea unui număr redus de conectoare; suportul componentelor este cablajul imprimat multistrat.

Odată cu apariția microprocesoarelor în proiectarea echipamentelor, au intervenit noi căi de realizare a sistemelor electronice de prelucrare digitală a informației trecîndu-se de la *logica cablată* la *logica programată*.

Pe lîngă multiplele avantaje de proiectare electrică pe care le are *logica programată* (*flexibilitate ridicată, fiabilitate ridicată*), aceasta oferă *posibilitatea unei standardizări constructive avansate* a subansamblelor. În acest sens, vor exista subansamble structural identice, dar care se deosebesc funcțional între ele, prin programele diferite care au fost implementate în memoriile circuitelor. Testarea unor astfel de sisteme se poate efectua cu ajutorul unor programe de autotestare ce pot fi rulate chiar pe microcalculatorul înglobat în sistem.

Din considerente economice, este necesar ca soluțiile adoptate în etapele de cercetare, proiectare, inginerie tehnologică, fabricație, întreținere și utilizare a echipamentelor electronice să fie optimale în sens integrat, adică ținînd seama de implicațiile acestora în toate etapele menționate, care constituie un lanț tehnologic unitar. Nu-și are rostul ca, pe o etapă anume, să se implementeze o tehnologie economicoasă dacă, din cauza acesteia, pot să apară dezavantaje în alte etape; de exemplu, se poate simplifica considerabil proiectarea și realizarea cablajelor imprimate dacă se renunță la punctele suplimentare de măsură care permit o conectare simplă a unui adaptor de măsură. Această economie obținută este nesemnificativă comparativ cu dificultățile (deci costuri suplimentare) pe care le cauzează lipsa unor posibilități simple de verificare și întreținere.

Concepția generală a unui echipament referitor la dezvoltarea, fabricația, întreținerea și utilizarea acestuia trebuie tratată ca o unitate și în acest sens se vorbește despre un lanț tehnologic. Prin aceasta se consideră totalitatea pașilor individuali care pornesc de la cercetare și conduc apoi prin construcția echipamentului, pregătirea documentației tehnice și a mijloacelor de fabricație (SDV-urilor), fabricația, testarea, repararea subansamblelor, montarea echipamentelor, punerea lor în stare de funcționare, în final, la testarea întregului echipament. În figura 7.2 se indică principalele etape ale



Scanned with OKEN Scanner

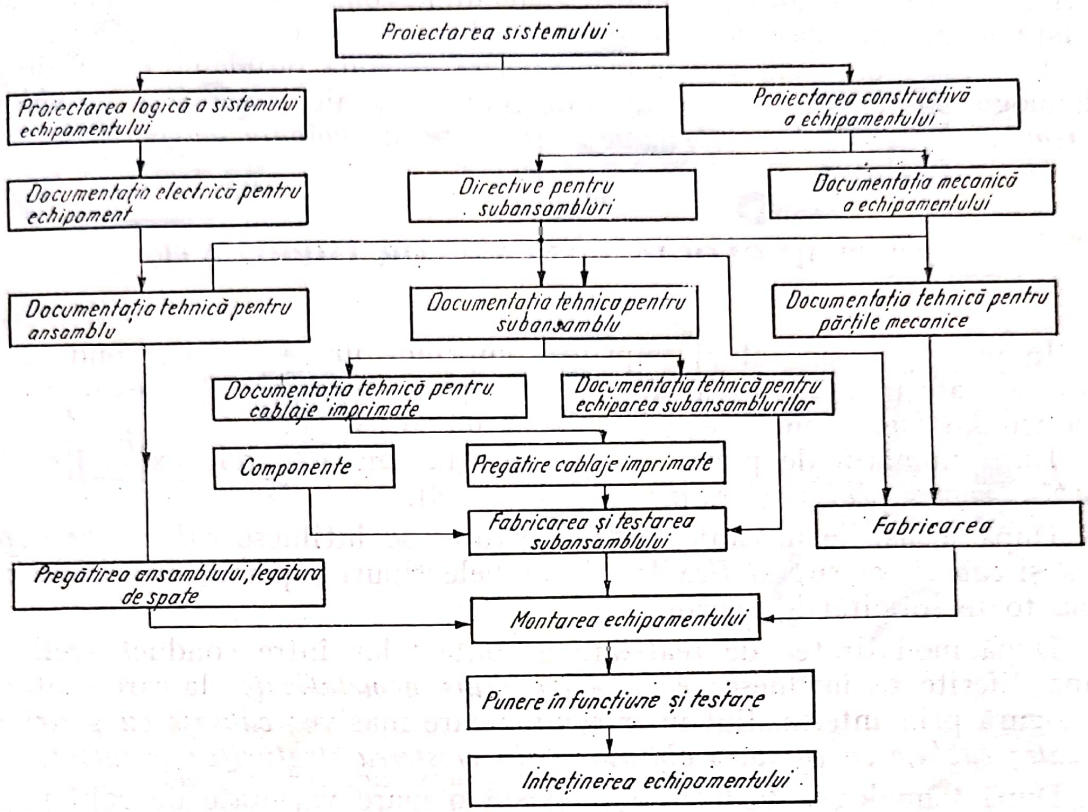



**Fig. 7.2.** Etapele principale ale unui lanț electronic.

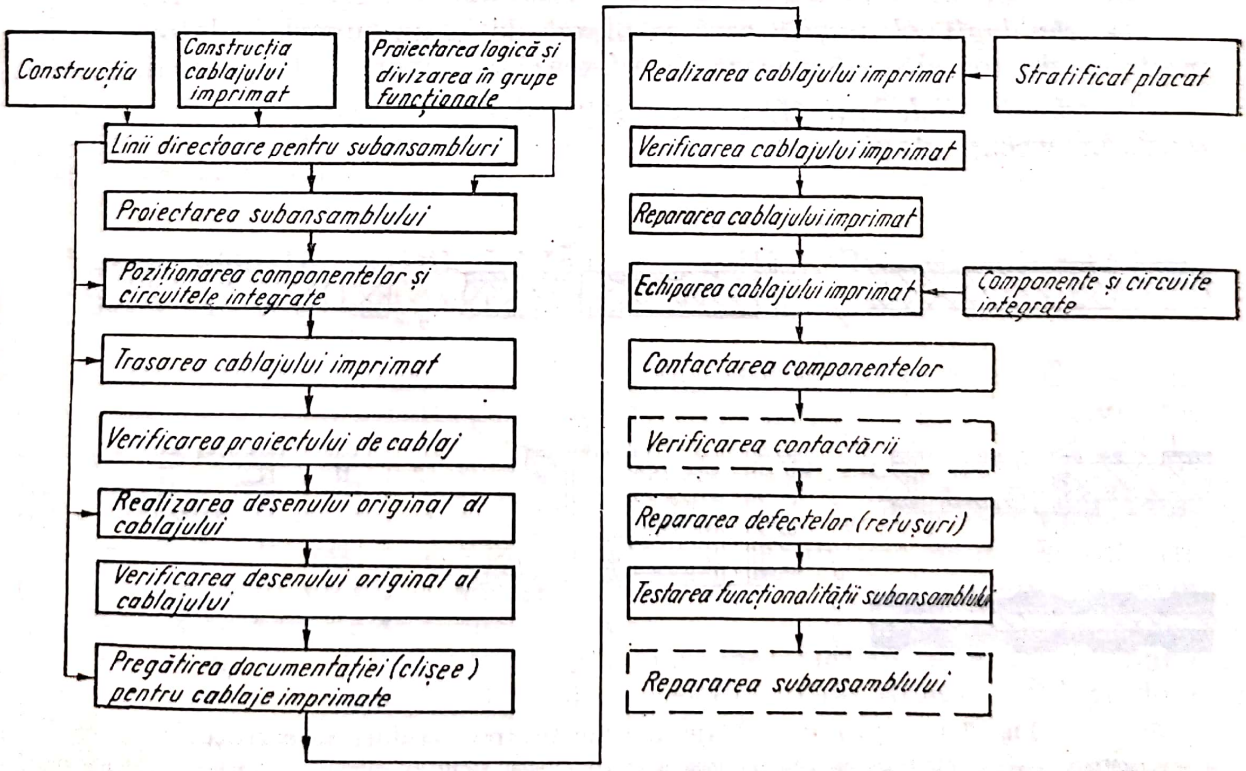



**Fig. 7.3.** Elemente specifice tehnologiei subansamblelor.

Scanned with OKEN Scanner

lanțului tehnologic corespunzător realizării unui echipament electronic, iar în figura 7.3 se prezintă în detaliu elementele componente ale segmentului de lanț tehnologic specifice tehnologiei subansambelor.

În cele ce urmează se vor face referiri la două probleme esențiale ale tehnologiei și construcției subansamblelor electronice, adică la *tehnologia de realizare a cablajelor imprimate* și respectiv *tehnologia echipării acestora*.

## 7.2. TEHNOLOGIA CABLAJELOR IMPRIMATE

În principiu, un cablaj imprimat cuprinde un sistem de conductoare plate, așezate în 1,2 sau mai multe plane paralele, fixate (lipite) pe un suport izolant rigid sau flexibil, formînd un ansamblu.

După numărul de plane în care se află conductoarele există: *cablaje simplu* (*mono*), *dublu* și *multistrat* (fig. 7.4).

După însușirile mecanice ale suportului se întîlnesc *cablaje pe suport rigid* și *cablaje pe suport flexibil*; la ambele tipuri suportul este acela care preia toate solicitările mecanice.

După modalitatea de realizare a contactelor între conductoarele din plane diferite se întîlnesc: *cablaje cu găuri nemetalizate*, la care contactul se asigură prin intermediul unor conductoare masive; *cablaje cu găuri metalizate*; *cablaje cu contacte obținute prin creșterea straturilor metalice*.

După tehnologia de fabricație există o mare varietate de cablaje imprimate, dar *tehnologiile* pot fi grupate în 3 categorii:

— *tehnologii substractive*, în care se pleacă de la un semifabricat (suport placat cu folie metalică); conductoarele se obțin prin îndepărtarea metalului în porțiunile ce trebuie să fie izolatoare;

— *tehnologii aditive*, în care se pleacă de la un suport izolator neacoperit; conductoarele se formează și se fixează pe suport în forma definitivă;

— *tehnologii de sinteză*, în care și conductoarele și izolantul se realizează în aceeași etapă.

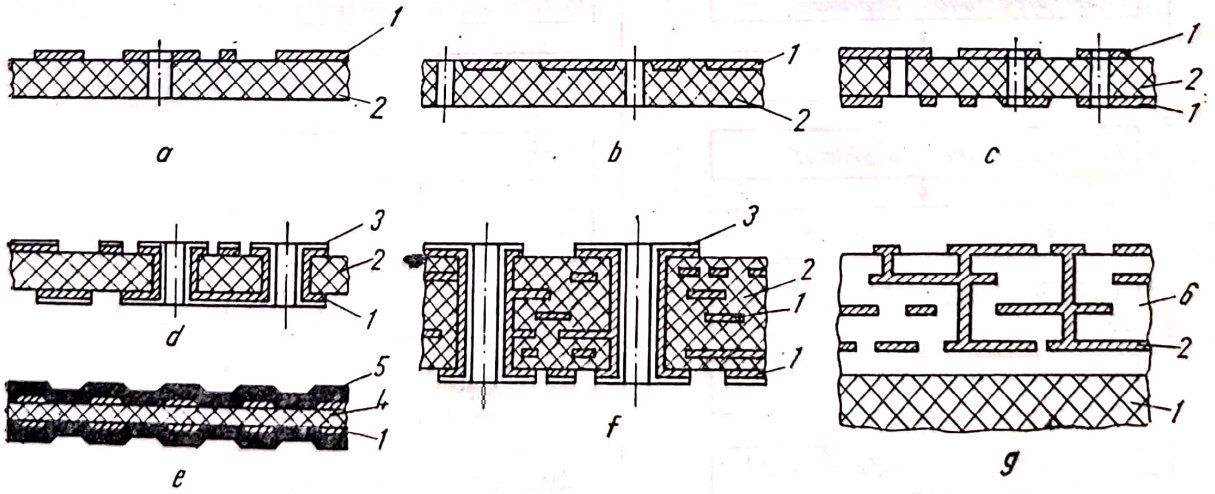



**Fig. 7.4.** Tipuri de cablaje imprimate; reprezentări schematice:
*a* — monostrat; *b* — monostrat cu conductoare îngropate; *c* — dublu strat cu găuri nemetalizate; *d* — dublu strat cu găuri metalizate; *e* — cablaj flexibil dubu strat; *f* — multistrat cu legături între straturi prin metalizarea găurilor; *g* — cablaj multistrat obținut prin tehnologia straturilor groase. 1 — conductor imprimat; 2 — suport izolant rigid; 3 — metalizare; 4 — suport izolant flexibil; 5 — peliculă flexibilă de protecție; 6 — izolant.



Scanned with OKEN Scanner

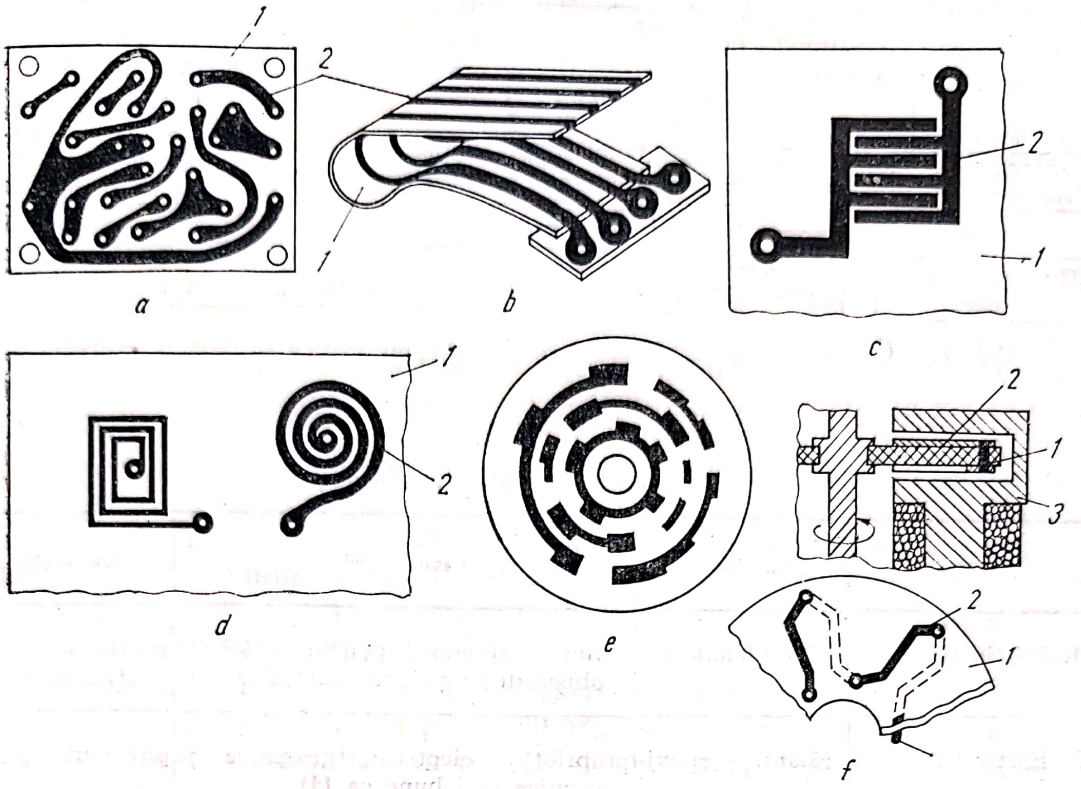



**Fig. 7.5.** Exemple de utilizare a cablajelor imprimate:
*a* — cablaj imprimat rigid; *b* — cablaj imprimat flexibil; *c* — condensator imprimat; *d* — bobine imprimate; *e* — elemente de comutator rotativ; *f* — micromotor cu rotor pe cablaj imprimat. 1 — suport; 2 — conductor imprimat; 3 — stator.

Din punct de vedere funcțional, prin tehnologia cablajelor imprimate se pot realiza (fig. 7.5): *conductoare imprimate*, pentru conectarea diverselor componente fixe sau mobile; *componente imprimate de circuit* ca: rezistoare, condensatoare, bobine, linii cu constante distribuite, elemente pentru microunde etc.; *subansamble pentru comutatoare mecanice*, cu comutări complicate; *părți componente pentru mașini electrice* (servomotoare, mașini speciale etc.).

## 7.2.1. MATERIALE DE BAZĂ ȘI SEMIFABRICATE PENTRU CABLAJE IMPRIMATE

*Materiale pentru suporturi izolante.* Suporturile izolante trebuie să îndeplinească o serie de cerințe generale ca: proprietăți electrice (rezistivitate, rigiditate dielectrică, $\varepsilon_r$, tg$\delta$ etc.) bune și stabile în timp; rezistență la temperaturile de lucru și de lipire; absorbție și adsorbție a umidității minime; stabilitate dimensională și rezistență bună la solicitări mecanice; stabilitate la acțiunea factorilor atmosferici și chimici; neinflamabilitate (unele standarde impun și autostingerea); posibilitate de prelucrare prin așchiere și stanțare; cost redus.

Pentru cablajele flexibile se mai impune: flexibilitate foarte bună (rază de curbură minimă sub 1—3 mm); coeficient de alungire la întindere cît mai mic și rezistență la rupere foarte bună.

În figura 7.6 se prezintă clasificarea generală a suporturilor izolante.

*Materialele stratificate* (tabelul 7.1) sînt cele mai utilizate, pentru suporturi rigide, atît în tehnologiile substractive cît și în cele aditive. Aceste

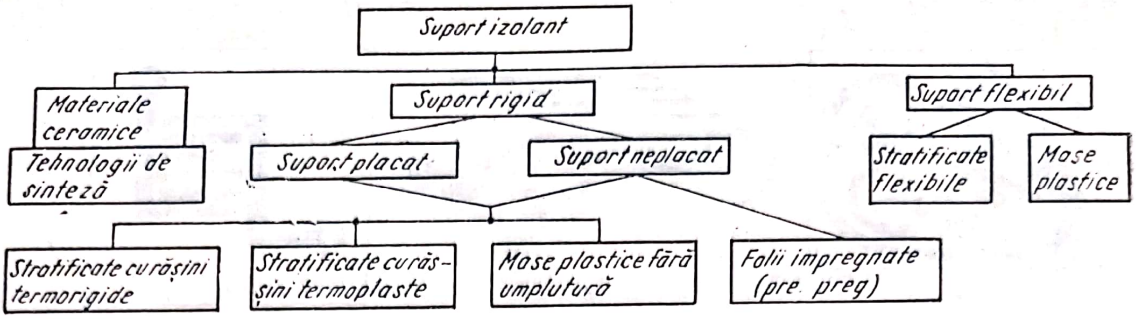



**Fig. 7.6.** Clasificarea generală a suportului izolant pentru cablaje imprimate.

TABELUL 7.1

**Principalele materiale stratificate**

| Material de bază | Liant (rășină) | Caracteristici | Observații |
|---|---|---|---|
| 1. Hîrtie | rășini fenolice | material standard pentru solicitări obișnuite; aplicații foarte diverse | pertinax foarte utilizat |
| 2. Hîrtie | rășini epoxidice | proprietăți electrice, mecanice și termice mai bune ca (1) | puțin utilizat |
| 3. Fibre de sticlă | rășini epoxidice | material standard pentru aparatură de calitate superioară; prelucrare mai dificilă | steclotextolit (sticlostratitex) |
| 4. Fibre de sticlă | rășini melaminice | proprietăți mecanice foarte bune, mai ales la frecare; se folosește pentru comutatoare | |
| 9. Fibre de sticlă | rășini siliconice | comportare foarte bună la frecvențe joase și înalte | |
| 6. Fibre de sticlă | tetrafluoretilenă (teflon) | proprietăți electrice și termice foarte bune; proprietăți mecanice slabe | foarte scump |
| 7. Fibre de sticlă | rășini poliesterice | proprietăți între pertinax și steclotextolit | ieftin, puțin utilizat |

materiale se fabrică din straturi de hîrtie, țesătură textilă sau fibre de sticlă, impregnate cu lianți (rășini) și tratate termic la presiune ridicată, pentru polimerizarea rășinii. La semifabricatele placate (acoperite cu folie metalică), se execută, în prealabil acoperirea cu folie de cupru pe o față sau pe ambele. Stratificatele se livrează sub formă de plăci cu dimensiuni pînă la 2000 × 2000 mm. Grosimile uzuale sînt: 0,65; 0,80 (0,90) și 1,0 (1,1); (1,1); 1,2; 1,6(1,5); 2,0; 2,4(2,6); 3,0(3,2) mm, cu abateri între ± 0,1 și ± 0,2 mm; mai rar se fabrică și suporturi cu alte grosimi.

*Masele plastice termoplaste* se utilizează sub formă de folii placate sau nu, pentru cablaje rigide și flexibile. Foliile de poliamide sînt foarte bune,



Scanned with OKEN Scanner

dar scumpe. Foliile poliesterice sînt ieftine, dar nu rezistă la temperaturi ridicate (peste 230°C), de aceea lipiturile trebuie executate foarte rapid sau la temperaturi mai joase. Se mai folosesc folii din polietilenă, polipropilenă etc.

*Suporturile ceramice* se fabrică pe bază de oxizi de aluminiu și beriliu, materiale cu foarte bună rezistență la solicitări termice și conductibilitate termică ridicată. În schimb sînt casante și se pot obține cu dimensiuni pînă la 80 × 80 mm. În prezent, se folosesc pentru cablaje multistrat realizate prin procedee de sinteză. Găurile se execută înainte de coacere.

Suporturile cablajelor flexibile se execută de regulă din *rășini termoplaste* sub formă de folii. În ultimul timp s-au impus alte materiale, cu proprietăți termice mai bune, ca: *folii din țesătură de fibre de sticlă* foarte rară, *impregnată cu rășini epoxidice*; grosimile sînt de 0,05—0,1 mm, iar flexibilitatea destul de bună (rază de curbură minimă —2 mm); *folii poliamidice* (Kapron), cu proprietăți termoelectrice foarte bune, cu rezistență mecanică foarte bună și o bună aderență a conductoarelor de cupru; grosimile sînt de 0,025—0,15 mm avînd o flexibilitate foarte bună (curbură —0,5 mm); *folii din teflon* (tetraflor polietilenă) cu proprietăți termoelectrice excepționale, dar cu aderență scăzută a conductoarelor și proprietăți mecanice slabe.

*Materialele pentru conductoare imprimate.* Cel mai utilizat material este *cuprul* cu puritate de cel puțin 99,5%. În procedeele aditive grosimea conductoarelor este variabilă în funcție de necesități sau tehnologie, de la cîțiva microni la zecimi de mm. În procedeele substractive folia de cupru are, obișnuit, grosimile: 5,17, 35, 70 și 105 μm. Suprafața liberă a cuprului trebuie să prezinte un aspect mat cu asperități fine (satinat) pentru asigurarea unei bune lipiri.

În unele cazuri, dar foarte rar, se folosesc și conductoare imprimate din *argint, aluminiu, staniu* sau *aur.*

Mai des, conductoarele din cupru se acoperă cu pelicule metalice de protecție din cositor, argint, aur, paladiu etc.

*Semifabricate placate cu cupru.* Aceste semifabricate, folosite în tehnologiile substractive se realizează prin lipirea unei folii de cupru (oxidată pe fața lipită) pe un suport izolant. Materialele și grosimile utilizate s-au prezentat mai sus.

La *suporturile cu rășini fenolice* (pertinax) lipirea se face cu ajutorul unui adeziv, capabil să reziste la temperatura de lipire a componentelor, cu proprietăți electrice și mecanice bune; se folosesc lacuri pe bază de rășini fenolice, epoxidice, policloroprenice, cauciucuri nitrilice etc.

În cazul *suporturilor cu rășini epoxidice și al cablajelor flexibile* lipirea se face, de regulă, fără adezivi prin presare și tratare termică.

## 7.2.2. TEHNOLOGII SUBSTRACTIVE

Tehnologiile din această categorie sînt cele mai răspîndite pentru fabricarea cablajelor pe suport rigid cu 1 sau 2 straturi. Se pleacă de la un semifabricat placat pe una sau ambele fețe, tăiat sub formă de plăci cu dimensiuni și forme potrivite pe care se imprimă desenul cablajului. Înlăturarea cuprului din regiunile ce vor fi izolatoare se face prin corodare chimică cu substanțe acide. Dacă este necesară și metalizarea găurilor se recurge



Scanned with OKEN Scanner

la un procedeu combinat: chimic, pentru corodare și electrochimic, pentru metalizarea găurilor.

Tehnologiile substractive se pot prezenta în mai multe variante, după cum urmează.

A. *Tehnologii substractive de fabricație a cablajelor imprimate cu găuri nemetalizate, cu imprimare a desenului în imagine pozitivă.*

Aceste tehnologii se folosesc pentru cablaje mono sau dublu strat, cînd nu se prevede acoperirea cu metale de protecție a conductoarelor sau cînd această metalizare urmează să se facă după executarea cablajului. Principalele etape ale procesului tehnologic sînt prezentate în figura 7.7. Plecînd de la un semifabricat placat, cu suprafața pregătită (bine curățată) se imprimă desenul cablajului în pozitiv; viitoarele conductoare sînt acum acoperite cu cerneală (lac) rezistentă la acizi. După uscare, se trece la corodare în băi cu soluții acide care atacă cuprul neprotejat; apoi, placa se curăță bine (decontaminare) pentru înlăturarea agentului corodant și a produșilor de corodare. Urmează înlăturarea cernelii protectoare prin spălare cu un diluant potrivit, după care se execută diverse prelucrări mecanice; decupări, tăieri, găuriri etc.

Pentru evitarea oxidării suprafeței conductoarelor, cablajul se acoperă cu lacuri de protecție care servesc și ca fondanți pentru lipire. Deseori, înainte de aceasta se execută o acoperire cu lac termorezistent, lăsînd libere

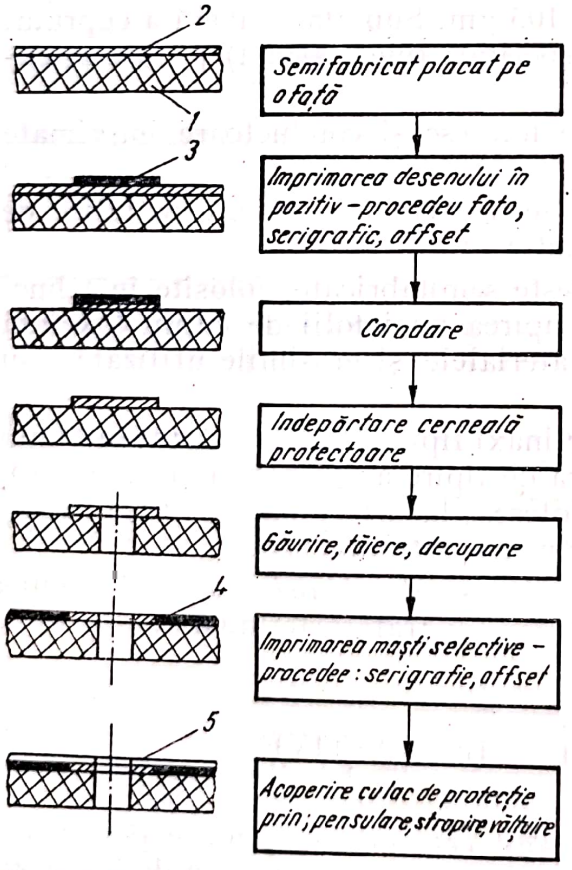



Fig. 7.7. Etapele principale ale tehnologiei substractive de fabricare a cablajelor imprimate cu imprimare în imagine pozitivă:

1 — suport; 2 — folia de cupru; 3 — cerneală de protecție la coroziune; 4 — mască selectivă; 5 — lac de protecție la oxidare.

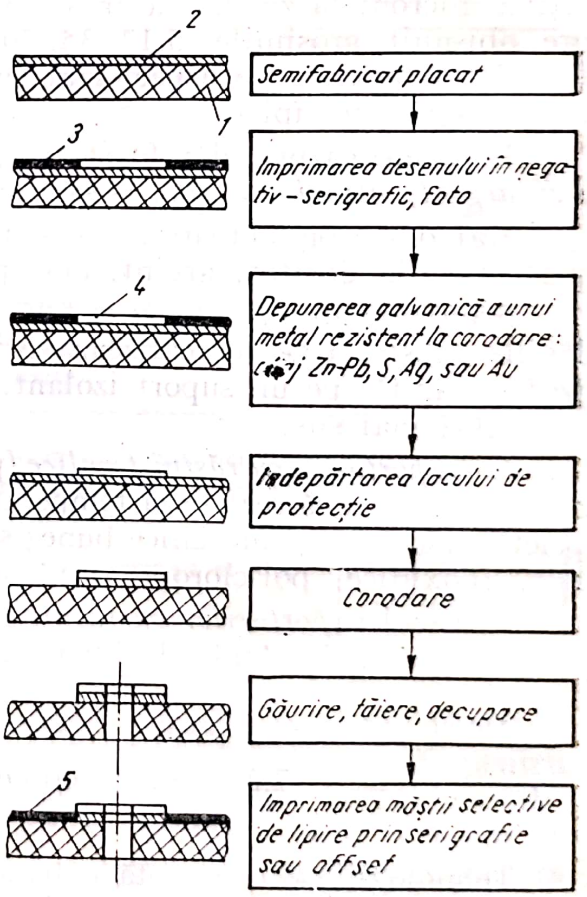



Fig. 7.8. Schema procedeului de fabricare cu imprimare în imagine negativă:

1 — suport; 2 — folia de cupru; 3 — lac protector; 4 — metalizare rezistentă la acizi; 5 — mască selectivă



Scanned with OKEN Scanner

numai porțiunile în care urmează a se face lipituri, se obține o mască selectivă de lipire.

Procedeul descris este printre cele mai ieftine și mai productive, asigură o calitate satisfăcătoare a cablajelor necesare în numeroase aplicații în electronica de larg consum, aparate de măsură și control, telecomunicații etc.

B. *Tehnologii substractive de fabricație a cablajelor imprimate cu găuri nemetalizate, cu imprimare în negativ a desenului și metalizarea conductoarelor.*

În multe aplicații este necesară protejarea conductoarelor cu acoperiri metalice, capabile să asigure o bună lipire și rezistență la factori de mediu agresive. În acest caz se recurge la procedeul descris în figura 7.8. Desenul cablajului se imprimă în negativ, cerneala protectoare acoperind porțiunile ce vor fi izolatoare (între conductoare). Aplicarea galvanică a metalului protector se face în băi de electroliză sau prin ștergerea cu un burete (tampon) îmbibat cu soluția potrivită și conectat la un pol al sursei de curent; celălalt pol fiind conectat la folia de cupru. După îndepărtarea cernelii protectoare se corodează, apoi se decontaminează. Circuitul se poate acoperi cu o mască selectivă de lipire; alte acoperiri nu mai sînt necesare.

Tehnologia descrisă, mai îndelungată și mai scumpă, asigură o calitate superioară a cablajelor, în principal datorită metalizării conductoarelor. Se folosește în electronica profesională pentru aparate care urmează să lucreze în condiții dificile.

C. *Tehnologii substractive de fabricație a cablajelor imprimate cu găuri metalizate.*

Procedeele descrise la punctele *A* și *B* se pot folosi cu bune rezultate și la cablaje dublu strat. La acestea din urmă este necesară metalizarea găurilor pentru a se asigura un contact bun între traseele de pe o față și alta, o calitate superioară a lipiturilor, o fixare mecanică mai bună a terminalelor și, în final, o siguranță sporită în exploatare.

Pentru a obține cablaje cu găuri metalizate se utilizează procedeul descris în figura 7.9. După găurire și curățirea găurilor (înlăturarea șpanului, șlefuirea interiorului etc.), întreaga suprafață și mai ales interiorul găurilor se acoperă cu o pastă, capabilă să asigure o bună aderență a cuprului depus chimic. În continuare se depune chimic, prin reducerea unor săruri, un strat foarte subțire (1—5 μm) de cupru. Se acoperă cu cerneală rezistentă la acizi porțiunile izolante (imagine negativă) și se trece la formarea (creșterea) pe cale electrolitică, a unui strat de cupru gros (zeci—sute de μm) care acoperă și pereții găurilor. Acest strat este aderent, cu bune proprietăți electrice și mecanice; stratul de cupru depus chimic asigură numai conductibilitatea necesară pentru electroliză. După înlăturarea lacului protector se corodează folia de cupru, se decontaminează și se execută și decupajele care nu necesită metalizare. În final se depune masca selectivă de lipire.

Cablajele realizate prin această metodă au calități foarte bune dar, evident, sînt scumpe (prin metalizarea găurilor costul cablajelor crește cu 60—100%) și se utilizează numai în aparatura profesională cu performanțe ridicate: tehnică de calcul, electronică militară, aparatură pentru aviație și cercetarea spațiului cosmic etc.

D. *Tehnologii substractive de fabricare a cablajelor multistrat.*

Cablajele multistrat sînt formate din conductoare plasate în mai multe plane, separate prin straturi de folii izolatoare. Foliile izolante pot fi foarte



Scanned with OKEN Scanner

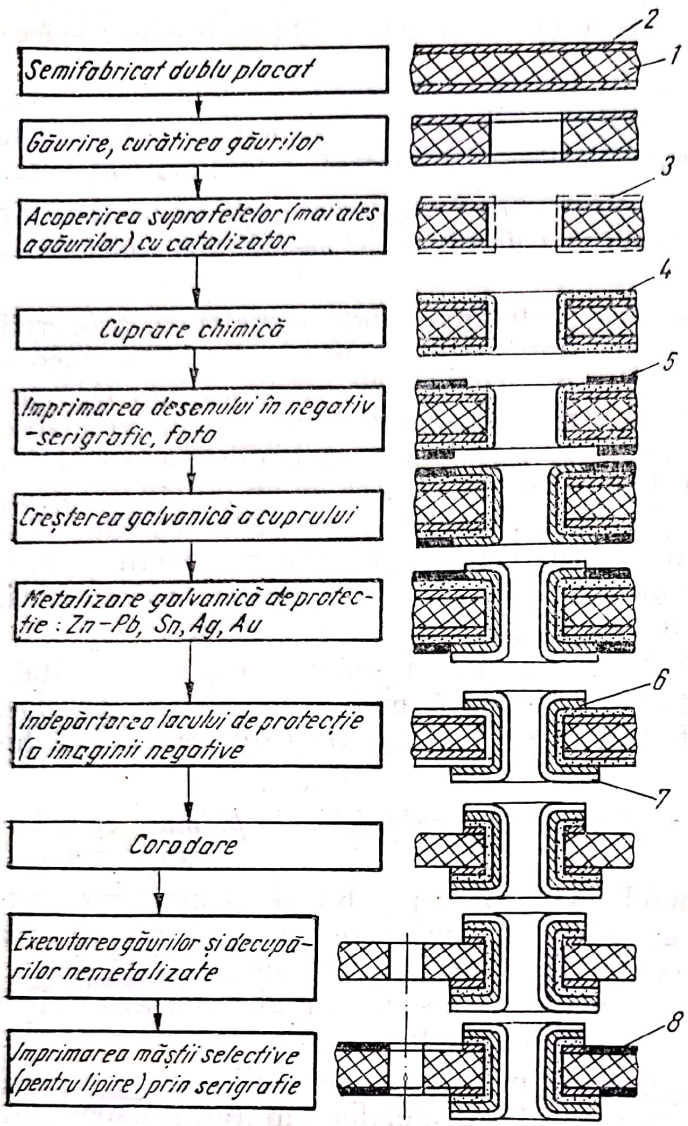



**Fig. 7.9.** Schema procesului de fabricație a cablajelor cu găuri metalizate:

1 — suport; 2 — folia de cupru; 3 — pastă aderentă; 4 — cupru depus chimic; 6 — lac protector; 7 — cupru depus galvanic; 8 — metalizare; 9 — mască selectivă.

subțiri deoarece proprietăți e mecanice sînt determinate de grosimea ansamblului și calitățile adezivului.

În fabricarea cablajelor multistrat prin tehnologii substractive (fig. 7.10) cel mai utilizat material este semifabricatul placat pe una sau ambele fețe, cu suport din fibre de sticlă impregnate cu rășină epoxidică.

Fiecare strat se realizează după tehnologia descrisă la punctul *A*., apoi plăcile sînt suprapuse cu folii intermediare, unse sau impregnate cu adezivi; se folosesc și folii termoplaste care permit „îngroparea" conductoarelor imprimate. După întărirea sau polimerizarea la cald a adezivului se obține un ansamblu rigid. În unele tehnologii, înainte de suprapunere, conductoarele se îngroapă în propriul suport prin presare la cald. După corodarea pe o adîncime foarte mică a izolatorilor din interiorul găurilor, se trece la metalizarea acestora prin procedeul descris la punctul *C*.

Marea problemă a cablajelor multistrat constă în asigurarea contactelor între conductoarele din diferite straturi. Pentru aceasta este necesară atît o imprimare extrem de precisă a desenelor, mai ales în privința poziționării punctelor de contact (de ex. la cablaje cu 4—5 straturi abaterea maximă la poziționare trebuie să fie sub 20—40 μm), cît și o poziționare foarte precisă la suprapunerea plăcilor. Prima problemă se rezolvă prin folosirea unei mese de trasare comandată de calculator (de obicei mini sau microcalculator). Pentru poziționarea corectă a plăcilor se folosesc tije, știfturi sau prezoane de ghidare.

Practicarea găurilor se face după terminarea acestor procese, folosind mașini de găurit în coordonate, comandate de calculator.

Dintre metodele de realizare a contactului electric între conductoare din diferite straturi, cea mai folosită este metoda metalizării găurilor, deși are unele inconveniente, de ex., dacă se leagă conductoare din straturile



Scanned with OKEN Scanner

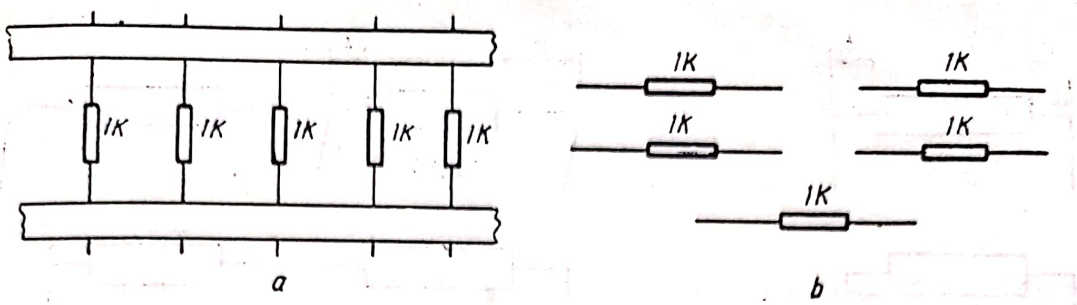



**Fig. 7.27.** Forme de prezentare a componentelor pasive:
*a* — benzi de componente; *b* — componente individuale.

ponente (fig. 7.27, *a*) cît și componente individuale (fig. 7.27, *b*). Aceste utilaje permit realizarea de operații de tăiere, îndoire la diferite dimensiuni. Asemenea utilaje pot prelucra 100 — 500 de componente pe minut, dacă ele vin sub formă de bandă sau cca. 25 de componente individuale pe minut. În ultimul caz montarea de fiecare dată a componentei în dispozitivul de îndoire și tăiere duce la lungirea timpului de pregătire a componentelor.

În afară de utilaje există și *scule* care permit pregătirea componentelor. O asemenea sculă este *pistolul de formare* care permite îndoirea terminalelor componentei la dimensiuni reglabile. Scula nu este de mare productivitate ea putînd fi întrebuințată mai ales în producția de serie mică, prototipuri, unicate etc.

În figura 7.28 se prezintă comparativ exemple de formare corectă și deficientă a terminalelor componentelor.

*Echiparea manuală fără dispozitive ajutătoare*. Componentele fiind pregătite, urmează ca muncitorul să ia componenta, să o plaseze și să o fixeze în locul corespunzător de pe placa cu cablaj imprimat. Pentru ca acest proces să se desfășoare într-un timp cît se poate de scurt, este necesară, atît o aranjare avantajoasă a plăcii cu cablaj imprimat și a componentelor pe masa de lucru, cît și o indicare a componentei și a locului unde aceasta trebuie să fie plasată.

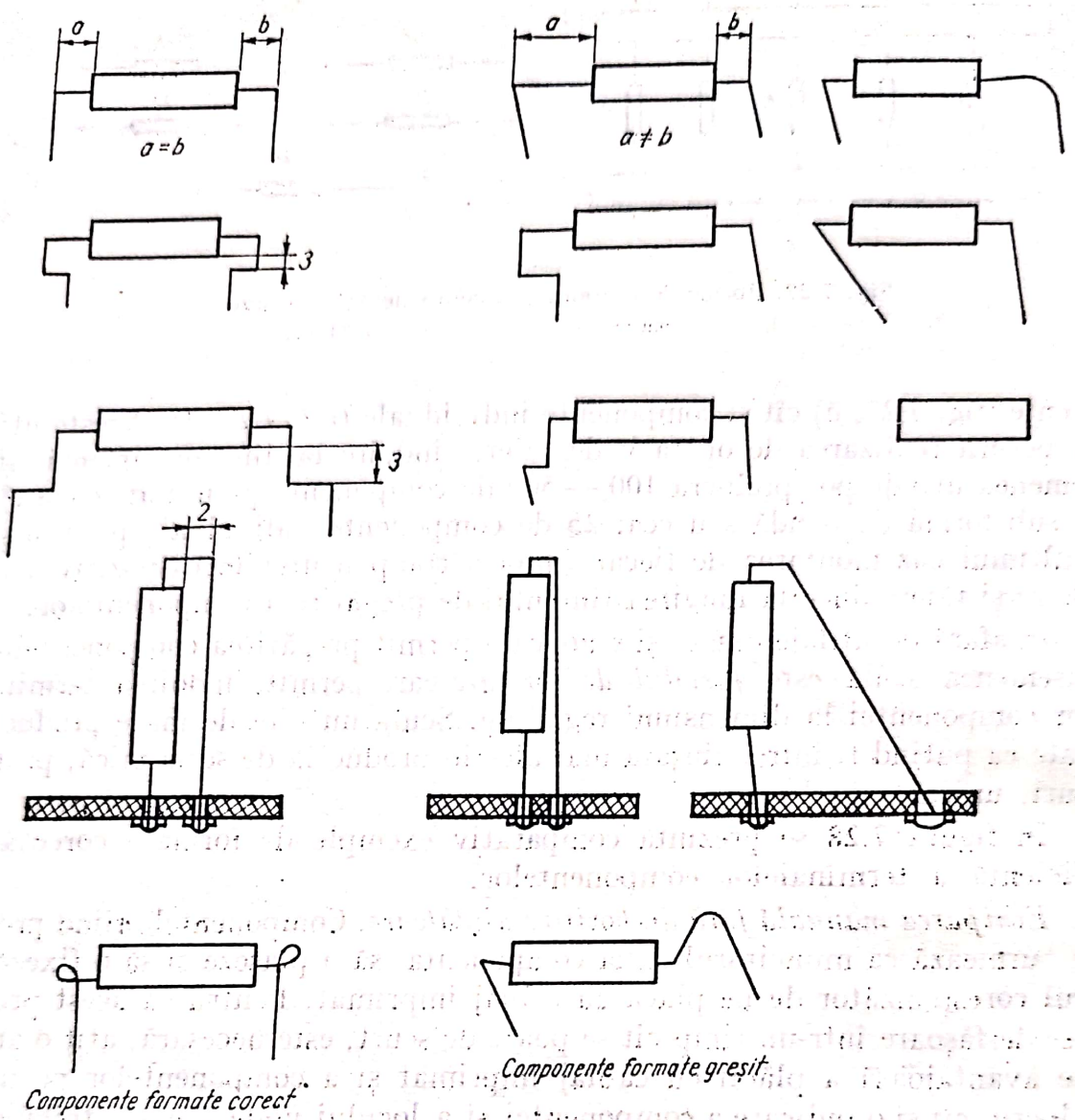
Există multiple metode care să permită indicarea locului unde trebuie plasată componenta. Metoda cea mai des întrebuințată constă în realizarea desenului de echipare pe partea unde se plasează componentele pe cablajul imprimat. Desenul conține denumirea, numărul și direcția de poziționare. Aceleași simboluri se găsesc pe recipientul care conține componenta. Adesea în locul desenului de poziționare se poate folosi o placă cu cablaj imprimat gata echipată. Experimental, s-a putut observa că cele mai multe greșeli ce apar la echiparea manuală se datoresc umplerii incorecte a recipienților cu componente; greșeli de tipul celor cauzate de plasarea componentelor în orificii greșite sau pe direcții greșite sînt mult mai rare.

Plăcile cu cablaj imprimat sînt prinse în timpul echipării cu componente în rame. Acestea, printr-o poziționare corespunzătoare pot să fie plasate astfel încît muncitorul să poată efectua ușor operația.

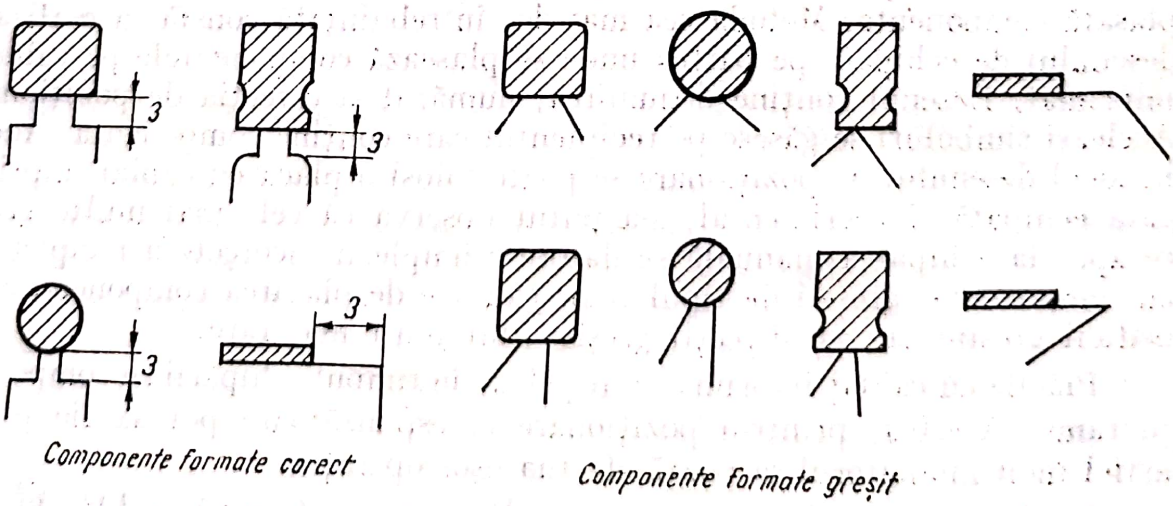
Productivitatea de echipare manuală poate crește pînă la 30% în cazul întrebuințării unor dispozitive care să permită fixarea mai multor plăcuțe cu cablaj imprimat simultan. În acest caz muncitorul ia din recipientul corespunzător un număr de componente egal cu cel al plăcilor pe care le echi-



Scanned with OKEN Scanner




a Formarea componentelor cu terminale axiale




b Formarea componentelor cu terminale pentru implantare

**Fig. 7.28.** Formarea componentelor:
*a* — cu terminale axiale; *b* — cu terminale pentru plantare.

Scanned with OKEN Scanner

pează, componentele fiind toate de același tip. La fiecare placă este plasată componenta la locul corespunzător.

Este clar că utilizînd acest procedeu se exclud timpii aferenți operației de luare din recipient a componentei. Economia de timp este:

$$t_e = t_a(n - 1)$$

unde:

$t_e$ este timpul economisit prin echiparea simultană a plăcilor cu cablaj imprimat;

$t_a$ — timpul necesar de alimentare, durata în care muncitorul se alimentează cu o componentă;

$n$ — numărul de plăci cu cablaj imprimat impuse simultan echipării.

*Echiparea manuală utilizînd dispozitive ajutătoare — mese de echipare.* Mesele de echipare oferă personalului muncitor, prin intermediul unei programări corespunzătoare, informația cu privire la componenta și poziția acesteia pe placa ce urmează a fi echipată. Mesele de echipare se disting prin modul cum indică locul de echipare și prin felul cum oferă spre poziționare componentele.

Printre metodele cele mai des folosite se numără *metoda de indicare a locului prin proiectarea la locul respectiv a unui simbol*, care în același timp dă și informația necesară direcției în care trebuie plasată componenta. Proiectorul poate fi plasat atît deasupra cît și dedesubtul plăcii cu cablaj imprimat. Plasarea deasupra plăcii prezintă avantajul unei bune cunoașteri a locului de marcare de pe placă, dar și dezavantajul acoperirii imaginii proiectate în timpul operației de echipare, aceasta deoarece mîna se poate interpune între placă și proiector. În cazul folosirii proiectării de jos a simbolurilor, imaginii de pe placă îi lipsește contrastul din cauza difuziei luminii ce pătrunde prin placa cu cablaj imprimat. În plus traseele de cablaj pot crea uneori confuzii, ele nepermițînd luminii să treacă. De cele mai multe ori se întrebuințează drept purtătoare de informații cu privire la locul de plasare a componentelor *diapozitive*, iar drept proiector un *aspectomat*. La proiectarea diapozitivelor se pretinde o precizie deosebită pentru ca la un rastru de 2,54mm sau 2,5 mm cît poate fi distanța între găurile alăturate să nu se marcheze o poziție învecinată. Diapozitivele au, față de filmul sub formă de rolă, marele avantaj al versatilității. Se pot poziționa, mult mai precis, într-o ordine dorită, locurile de plasare a componentelor. În plus, diapozitivele, în comparație cu filmul sub formă de rolă, sînt protejate de zgîrieturi, care ar putea da o informație falsă.

O altă posibilitate de a marca poziția în care trebuie plasată componenta este aceea a utilizării *„lămpilor de coordonate"*. Pe placa de cablaj imprimat se proiectează o rețea sub forma unui rastru avînd pasul de 2,54 mm sau 2,5 mm. La marginea rastrului sînt plasate, atît pe abscisă cît și pe ordonată, lămpi la distanța rastrului utilizat. Fiecare punct de poziționare este caracterizat prin două coordonate. Prin programul de echipare al plăcii de cablaj imprimat se aprind în mod corespunzător lămpile de poziționare. Direcția de plasare a componentei pe plăcuță se indică separat la marginea plăcii. Avantajul acestui mod de marcare constă într-o foarte ușoară posibilitate de programare a poziționării. Totuși, dat fiind complexitatea în ceea ce privește comanda electronică, prețul de cost pentru asemenea tip de mese de echipare este ridicat. În plus, la o densitate mare de componente pe placă, din cauza unei dificile găuriri a punctului de intersecție dat de lămpile



Scanned with OKEN Scanner

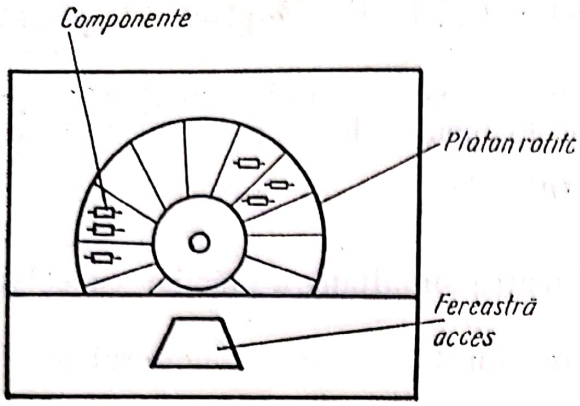



**Fig. 7.29.** Schema principială a unei magazii cu recipienți, pentru echiparea cablajelor imprimate.

de poziționare, este necesară o atenție sporită din partea personalului muncitor care participă la procesul de echipare al plăcii.

Se cunosc instalații la care indicarea locului de plasare a componentei se face prin intermediul unui *marker luminos care se poate deplasa*. Deplasarea markerului luminos se face prin intermediul unui dispozitiv gen pantograf. Deplasarea pantografului este efectuată de către muncitor într-o ordine prestabilită. Pentru ca să nu se indice o poziție anterior arătată, s-a prevăzut un sistem de zăvorîre.

Paralel cu marcarea locurilor de plasare a componentelor, la toate metodele prezentate, trebuie să fie *oferită muncitorului componenta corespunzătoare poziției indicate*.

Soluția tehnică cea mai des întrebuințată este *sistemul recipientelor transportabile*. De cele mai multe ori sistemul este alcătuit dintr-un platou rotitor pe care sînt plasate recipientele ce conțin componentele necesare echipării plăcii (fig. 7.29). Muncitorul preia componenta printr-o fereastră de acces din recipientul care, la momentul respectiv, se află în dreptul ferestrei. După plasarea componentei în locul indicat se dă comanda de marcare a poziției următoare. Concomitent, se deplasează și platanul ce conține recipienții cu componentele, astfel că în dreptul ferestrei de aprovizionare se va găsi recipientul cu componentele necesare noii marcări de pe placa cu cablaj imprimat. Dezavantajul metodei prezentate constă în rigiditatea urmăririi programului. Orice schimbare de program duce la schimbarea recipienților.

O altă posibilitate prin care se pot pune la dispoziție componentele în același loc și în același timp cu un grad ridicat de versatilitate a componentelor este metoda prin care *diverși recipienți se golesc prin intermediul unei comenzi*. Astfel, în funcție de tipul de componentă ce se plasează pe placa de cablaj imprimat, din recipientul corespunzător cade o singură componentă într-un recipient colector la care persoana, care echipează placa, are acces. Varianta prezentată se pretează numai pentru componentele prismatice.

## 7.3.2. ECHIPAREA MECANIZATĂ

Echiparea mecanizată a fost introdusă odată cu întrebuințarea plăcilor cu cablaje imprimate. Scopul introducerii de mașini care să echipeze plăcile cu cablaj imprimat este raționalizarea fabricării prin micșorarea costurilor și reducerea timpilor de prelucrare. Față de echiparea manuală, micșorarea costurilor nu apare în fiecare caz, ea fiind dependentă de o serie de factori ca: geometria plăcii cu cablaj imprimat; toleranța plăcii cu cablaj imprimat și a componentelor ce urmează să echipeze placa; geometria și tipul componentelor; marcarea lotului și numărul anual de bucăți; aranjarea componentelor pe placa cu cablaj imprimat.

În timp ce la începutul întrebuințării procedeelor mecanizate, plăcile cu cablaj imprimat se echipau cu componente ce aveau două terminale,



Scanned with OKEN Scanner

ulterior s-au dezvoltat mașini care să permită echiparea plăcilor cu cablaj imprimat cu componente ce au un număr din ce în ce mai mare de terminale (tranzistoare, circuite integrate). Constructorii de componente electronice au căutat să adapteze formele geometrice a componentelor fabricate, cerințelor pe care le impun mașinile de echipare automată. În acest sens, componentele prismatice au găsit o largă utilizare, aceasta și datorită unei posibilități convenabile de înmagazinare.

Mașinile de echipare pot să efectueze anumite secvențe din programul de echipare a plăcii, de exemplu alegerea și plasarea de componente, poziționarea și fixarea plăcii cu cablaj imprimat. În acest fel muncitorul va mai executa numai cîteva secvențe ale procesului.

De la mașinile parțial automate pînă la cele automate există, în funcție de gradul de automatizare al secvențelor procesului de echipare, o gamă largă de variante posibile. Tuturor le este comun faptul că plantarea sau așezarea componentelor se desfășoară mecanizat într-un anume ritm.

Se deosebesc mașini cu *echipare serie* și mașini cu *echipare paralel*.

La mașinile cu *echipare serie* componentele se plasează succesiv în timp. Eșalonarea în timp se poate face printr-o nouă poziționare a plăcii sub mecanismul de echipare (capul de echipare), sau prin transportarea plăcii, după ce a fost echipată cu o componentă, la o altă mașină. În primul caz, este vorba de o mașină *universală* de echipare, în timp ce în al doilea caz de așa-numita *linie de transfer*.

Mașina cu *echipare paralel* plasează mai multe componente, simultan, pe placa cu cablaj imprimat. Fără îndoială realizarea tehnică implică un volum foarte mare de lucru. Totuși procedeul de echipare paralel prezintă avantajul unei viteze foarte mari de lucru.

În utilizarea mașinilor există două momente critice care le influențează hotărîtor funcționarea.

Primul se referă la *momentul preluării componentei de către capul de echipare de la recipientul (magazia) cu componente*. Orice neregularitate în ambalare sau în geometria corpului poate să perturbe desfășurarea procesului.

Al doilea moment critic are în vedere *necesitatea potrivirii sigure a terminalelor componentelor, în orificiile din placa cu cablaj imprimat*, respectiv pe suprafețele de contactare de pe placa cu cablaj imprimat. În acest caz, cerințele cu privire la toleranța componentelor și a plăcilor trebuie să fie mult mai stricte în comparație cu echiparea manuală.

Literatura prezintă o serie de instalații care permit atît o echipare serie, cît și una paralel [46].

Utilizarea tehnologiei de echipare automată trebuie avută în vedere încă din stadiul proiectării constructive a plăcii cu cablaj imprimat, deoarece o placă cu cablaj imprimat care a fost proiectată în ideea întrebuințării unei tehnologii automate de echipare se poate echipa și manual, dar invers nu. Cum, din motive economice, nu este bine ca toate plăcile cu cablaj imprimat să fie proiectate pentru o echipare automată este necesar să se stabilească, de la început, plăcile cu cablaj imprimat care vor fi echipate automat.

În proiectarea plăcii cu cablaj imprimat trebuie să se țină seama că, pe margine trebuie prevăzute suprafețe care să permită prelucrarea pentru poziționarea plăcii pe mașină. De asemenea, în interiorul plăcii trebuie



Scanned with OKEN Scanner

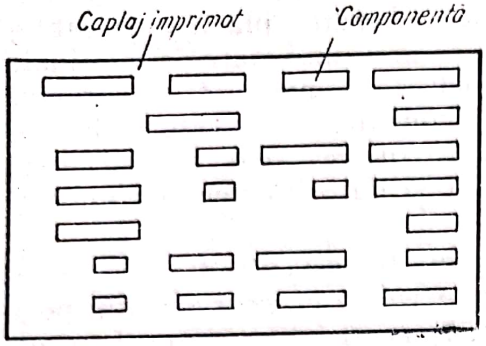



Fig. 7.30. Ordonarea avantajoasă pentru echiparea automată.

prevăzute orificii cu ajutorul cărora placa să poată fi manipulată de către instalație. Acest spațiu nu va putea fi utilizat nici pentru plasarea componentelor, nici pentru traseele de cablaj imprimat.

Din dorința scurtării duratei de echipare este necesară ordonarea componentelor pe linie și coloană. Axa longitudinală a componentelor trebuie să fie pe aceeași direcție deoarece, o întoarcere a componentei cu 90° implică complicații foarte mari. Dacă componentele au lungimi diferite este indicat ca acestea să fie aliniate după o margine (capăt) a componentei. Lățimea unui rînd este bine să fie egală cu dimensiunea componentei celei mai lungi (fig. 7.30). Este bine să se păstreze aceeași și direcția componentelor (cele polarizate), deoarece o întoarcere cu 180° conduce la inversarea polarității.

Alături de limitările constructive în proiectarea plăcii cu cablaj imprimat trebuie avută în vedere forma geometrică a componentelor cu care se va echipa placa, precum și pregătirea terminalelor componentelor. Componentele de formă prismatică au avantaje destul de mari în privința înmagazinării lor. Corpul componentei trebuie să fie astfel încît, să fie păstrată o ordine bine stabilită pe durata transportului.

Pentru ca, pe durata transportului componentelor folosite la echiparea automată, terminalele să nu se îndoaie este necesară confecționarea de recipienți (magazii) care prin forma pe care o au să protejeze componenta, să permită o extragere ușoară a componentei, să permită utilizarea magaziei direct la mașina de echipat.

## 7.3.3. PROCEDEE DE CONTACTARE PENTRU COMPONENTELE IMPLANTABILE

La contactarea componentelor implantabile (de ex. componente discrete, circuite integrate în capsulă DIL, TO) cu cablajul imprimat există la dispoziție o singură față, în vederea contactării, numită *față de lipire*.

În vederea contactării în cadrul producției de serie sau de masă sînt indicate, din cauza productivității mari pe care o au, procedeele de *lipire generală*. Asemenea procedee sînt procedee de imersie în care fața de lipire se deplasează la o singură trecere printr-o baie de cositor. Pe porțiunile metalice ale feței se va depune aliajul de lipit necesar realizării contactării componentelor de cablajul imprimat.

Uneori din dorința protejării unor suprafețe metalice de a lua contact cu aliajul de lipit, în vederea menținerii unor orificii pe placă sau, a evitării apariției de punți la traseele apropiate sau pentru a economisi aliaj de lipit, se utilizează *lipirea selectivă*. Ea se realizează prin intermediul unor măști de lipire care se obțin prin imprimarea pe cablajele imprimate a unor porțiuni de lac de protecție împotriva lipirii. Masca de lipire nu acoperă porțiunea de cablaj unde urmează să fie realizată lipirea. Pentru celelalte porțiuni metalice lacul de protecție împotriva lipirii constituie și un mijloc de protejare împotriva coroziunilor ulterioare.



Scanned with OKEN Scanner

*Lipirea* prin utilizarea *ciocanului de lipit* se folosește în cazul contactării componentelor implantabile doar la eventualele operații de corectare a lipiturilor (max. 1%).

La *lipirea prin imersie*, fața de lipire a plăcii cu componentele implantate se scufundă într-o baie de aliaj de lipit în stare topită. Prin acest procedeu se vor conecta la orificiile de lipire toate terminalele componentelor implantate. Această operație se desfășoară în cadrul unei singure treceri prin baia de lipire. În același timp porțiunile metalice de cablaj care nu au fost acoperite cu lac selectiv vor fi umezite cu aliaj de lipit. La cablajele imprimate ce au trecerile metalizate, aliajul de lipit pătrunde prin capilaritate pe fața unde se află plasate componentele, realizîndu-se în acest fel o creștere a siguranței de obținere a contactului între componentă și cablaj. În cadrul lipirii prin imersie, baia de aliaj de lipit cedează atît aliaj cît și căldură necesară procesului de lipire. Deoarece transferul de căldură de la aliajul lichid la suportul pe care se efectuează lipirea are loc în condiții de rezistență termică mică, temperatura de lipire este atinsă de suprafața de lipire în circa 1—2 secunde. Din dorința menținerii pierderilor de căldură a băii în limite reduse este indicat ca fața de lipire să fie *preîncălzită*. Preîncălzirea mai are avantajul evitării șocului termic la care fața de lipire ar putea fi supusă în procesul de lipire, șoc care ar duce la distrugerea componentelor sensibile la variații de temperatură. Temperatura aliajului topit trebuie să fie minimă, în vederea menținerii procesului de oxidare a aliajului cît se poate de scăzut. O oxidare intensă duce și la pierderi inutile de aliaj de lipit. Produsele oxidării plutesc la suprafața băii impurificînd-o și în interior, de aceea este necesar ca acestea să fie îndepărtate înaintea operației de lipire. Îndepărtarea reziduurilor oxidate se face de cele mai multe ori mecanic, deoarece alte metode, de ex. atmosferă protectoare, acoperire cu ulei, rășină sau ceară, s-au dovedit corespunzătoare numai parțial. Cauza principală a limitării este că, mijlocul de protecție contaminează fața de lipire și prin aceasta sînt necesare prelucrări ulterioare complicate (dizolvări și spălări), în vederea îndepărtării impurităților.

O contactare prin lipire poate să aibă loc numai în cazul în care elementele ce urmează să fie contactate ajung în contact metalic cu aliajul de lipit.

Pentru a se evita oxidarea contactelor și terminalelor înaintea și în timpul lipirii, în baie se introduce o substanță denumită *flux* (de exemplu colofoniu dizolvat în alcool). Părțile volatile sînt eliminate în etapa de preîncălzire. Partea activă a fluxului, colofoniul, acoperă uniform suprafața feței de lipire. La scufundarea plăcii în aliajul de lipit fluxul se activează, reduce oxidarea și este apoi înlăturat împreună cu produsele de oxidare.

Cele mai cunoscute procedee de lipire în baie sînt prezentate în figura 7.31.

*Lipirea prin imersie verticală* (*fig. 7.31, a*). Cablajul imprimat, plantat cu componente, se scufundă vertical în baia de cositor topit. Lichidul din baie nu trebuie să depășească suprafața pe care sînt plasate componentele electronice. Înainte de scufundare este necesar ca suprafața băii să fie curățată mecanic de produsele de oxidare. Se menționează dezavantajul că, la ridicarea plăcii pe aceasta rămîne adesea un surplus de aliaj de lipit. Producerea de vibrații în baia de lipire la ieșirea din baie nu înlătură dezavantajul deoarece se ivesc alte complicații, legate de posibilitatea ieșirii componentelor din orificiile de implantare sau, uneori, este posibil să apară lipituri reci.



Scanned with OKEN Scanner

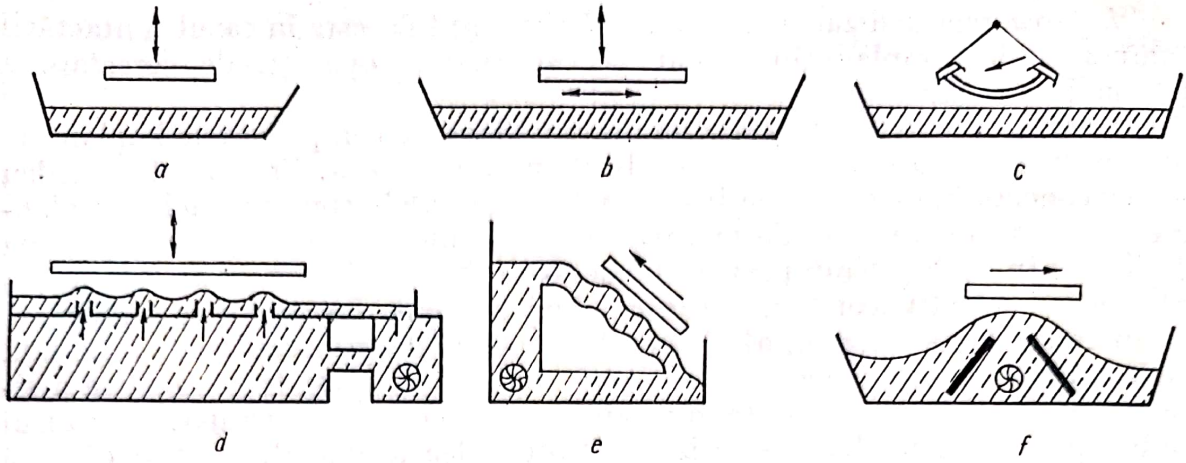



**Fig. 7.31.** Procedee de lipire în baie:
*a* — prin imersie; *b* — prin ștergere; *c* — prin pendulare; *d* — Sylvania; *e* — în cascadă; *f* — în val.

*Lipirea prin ștergere* (*fig. 7.31, b*). Cablajul imprimat se plasează vertical deasupra băii, iar în timpul lipirii se deplasează dreapta—stînga. Prin acest procedeu se pot scurge mai bine resturile de flux și produsele de reacție.

*Lipirea prin pendulare* (*fig. 7.31, c*). Cablajul imprimat se curbează ușor într-un suport care deplasează placa astfel tensionată, tangențial cu suprafața băii de lipire. Solicitarea termică este, comparativ cu procedeele amintite, mult mai mică. La producția de masă asemenea procedeu nu este recomandabil deoarece fixarea componentelor este deosebit de complicată.

*Procedeul Sylvania* (*fig. 7.31, d*). În cadrul acestui procedeu de lipire selectivă, placa cu cablaj imprimat este fixată deasupra băii. În locuri precizate, aliajul de lipit este pompat prin intermediul unor duze care acoperă baia. Deoarece sistemul de duze este utilizabil numai pentru o anumită configurație a cablajului imprimat (o ordonare precizată a locurilor de lipire), procedeul Sylvania se folosește numai în cazul producției de masă, adică numai pentru un număr mare de plăci cu cablaj imprimat.

*Lipirea în cascadă* (*fig. 7.31, e*). În acest procedeu aliajul de lipit curge deasupra unei suprafețe ondulate. Placa cu cablaj imprimat este deplasată în sens invers curgerii. Procedeul se remarcă prin existența unei suprafețe fără oxid a aliajului de lipit ceea ce asigură realizarea unor lipituri foarte bune. Ca dezavantaj al procedeului se remarcă necesitatea existenței unei deplasări înclinate a cablajului imprimat, prin aceasta intervenind complicații în fixarea componentelor.

*Lipirea în val* (*fig. 7.31, f*). La contactarea componentelor implantate cu cablajul imprimat, procedeul cel mai bine confirmat de practică este procedeul de lipire în val. Numărul mare de plăci, atît cu cablaj imprimat pe o singură parte, cît și cele cu cablaj imprimat pe ambele părți, avînd orificii metalizate, sînt contactate în producția de masă sau serie mare prin intermediul lipirii în val. Procedeul lipirii în val constă în aceea că placa cu cablaj imprimat trece tangent cu creasta unui val format din aliaj de lipit. Valul de aliaj este datorat permanentei circulații a aliajului fără produse de oxidare, solicitînd termic placa numai pe o porțiune limitată.

Important pentru calitatea lipirii în val sînt *unghiul de intrare, unghiul de ieșire* precum și *forma valului*.



Scanned with OKEN Scanner

S-a dovedit a fi favorabilă deplasarea plăcii cu cablaj imprimat împotriva sensului de curgere a valului și menținerea unui unghi de 8—10° față de valul de lipire. Formarea unui val secundar de înălțime mai mică decît cel principal duce la eliminarea surplusului de material și în acest fel se uniformizează înălțimea lipiturilor. Un val plat menține contactul cu placa cu cablaj imprimat un timp mai îndelungat. Prin aceasta, lipirea orificiilor metalizate este ușurată totuși din cauza temperaturii ridicate a valului, solicitarea termică a plăcii cu cablaj imprimat fiind mai mare.

Mașinile de lipire cu val sînt instalații complexe care se plasează în partea finală a liniilor de echipare cu componente a plăcilor cu cablaj imprimat. Ele sînt aranjate astfel încît să realizeze succesiunea de operații specifice procedeului de lipire (fig. 7.32).

*Fluxul* (de exemplu 20% colofoniu, 5% acid salicilic, 75% alcool etilic) *se depune* pe placa cu cablaj imprimat, uniform, *printr-un procedeu de val* sau *de spumare*. Se crecază un val de cca. 1 cm înălțime și 30—45 cm lățime prin care trece placa cu cablaj imprimat. Fluxul umezește suprafața plăcii și pătrunde prin capilaritate pînă pe partea echipată cu componente. Prin injectarea, sub o anumită presiune a aerului, prin intermediul unor duze foarte fine, fluxul devine spumant. Cantitatea de flux nu trebuie să formeze pelicule mai mari de 4 μm. Straturi prea groase de flux consumă, în procesul lipirii, o cantitate prea mare de căldură necesară îndepărtării fluxului.

După trecerea liniei de fluxare *plăcile* cu cablaj imprimat se *încălzesc* ușor și uneori sînt suflate cu aer cald; aici se *volatilizează diluantul fluxului*.

Ulterior plăcile ajung *deasupra unei căi care*, prin intermediul unor plăci de încălzire, *radiază căldură asupra feței de lipire încălzind-o puternic*. Această operație pregătește efectul de reducere a fluxului care peste 130°C începe să se topească. O altă cauză a preîncălzirii este evitarea acțiunii șocului termic asupra plăcii cu cablaj imprimat. Indicarea unor valori pentru temperatura de preîncălzire precum și durata preîncălzirii nu este posibilă deoarece aceste valori sînt determinate în primul rînd de tipul plăcii cu cablaj imprimat (pertinax placat, steclotextolit placat etc.) și apoi de fluxul întrebuințat.

*Placa cu cablaj imprimat este ghidată* apoi *deasupra crestei valului de lipire*. În acest caz în prima fază fluxul devine eficace. El dă la o parte stratul superficial metalic și este apoi îndepărtat împreună cu produsele de reacție de către aliajul de lipit. În porțiunile metalice curate se desfășoară procesul de legare propriu-zisă. Pentru lipirea în val s-a verificat cel mai bine aliajul staniu—plumb. Se lipește la temperatura de 240—270°C. Temperatura aleasă se menține constantă. Între viteza de transport a conveiorului și temperatura de lipire există o dependență exprimată de curba τ din figura 7.33. În general, în funcție de lungimea plăcilor se pot contacta într-o oră între 200 și 800 de plăci.

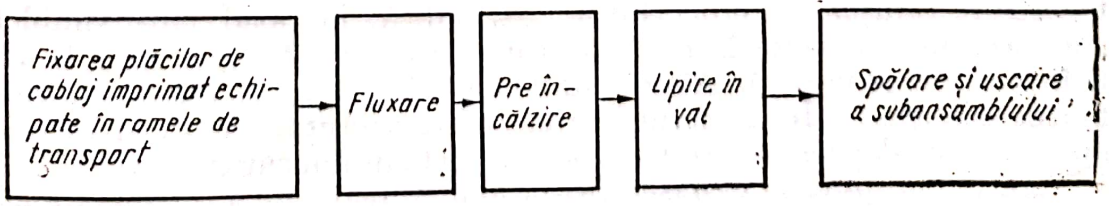



**Fig. 7.32.** Structura unei linii moderne de lipire în val.



Scanned with OKEN Scanner

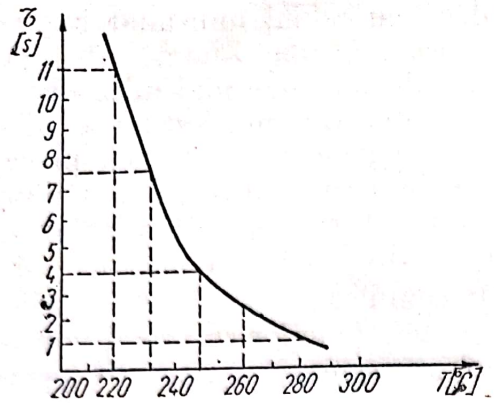



Fig. 7.33. Legătura dintre temperatura băii și durata trecerii prin baie a conveiorului.

O problemă deosebit de importantă este *oxidarea topiturii* de SnPb. Mișcarea în val a aliajului de lipit expune oxigenului din aer o suprafață ușor oxidabilă. În literatură se arată că viteza de oxidare a unei băi în mișcare prin pompare este de 8 ori mai mare decît oxidarea unei băi liniștite. Reacțiile de oxidare care apar se pot exprima prin relațiile:

$$Pb + 1/2\ O_2 \rightarrow PbO$$
$$Sn + 1/2\ O_2 \rightarrow SnO$$
$$PbO + SnO \rightarrow Pb + SnO_2$$

Deoarece staniul prezintă o afinitate mai mare față de oxigen în comparație cu plumbul, stratul de oxid se îmbogățește cu staniu. Ca urmare baia sărăcește în Sn și în acest fel baia trebuie alimentată cu aliaj îmbogățit cu staniu.

Unii producători de instalații de lipire cu val adaugă ulei în aliajul de lipit, în vederea încetinirii procesului de oxidare și împiedicării efectelor dăunătoare ale oxidului la locul de lipire. Prin aceasta, se pot obține unele avantaje (temperaturi joase de lipire, consum redus de aliaj de lipit, lipituri strălucitoare). Cu toate acestea, acest procedeu nu s-a impus deoarece, după operația de lipire, trebuie să urmeze o temeinică operație de spălare. Uleiul trebuie îndepărtat complet, să nu lase urme ce ar putea duce la menținerea unui mediu în care ar putea crește diverse ciuperci (microorganisme). Acestea micșorează durabilitatea climatică a subansamblului. În afară de aceasta, se observă adesea margini de ulei la locul de lipire, dacă uleiul este dispersat în aliaj. De cele mai multe ori se lucrează, din cauzele arătate mai sus, fără ulei și se asigură o bună filtrare pentru a reduce cantitatea de oxid din baia de aliaj.

După trecerea prin val a subansamblului se impune un tratament ulterior. Acesta poate consta într-un *proces de spălare* și *curățire* (lipirea în mediu de ulei).

Este necesară, de asemenea, evitarea unei răciri bruște care ar putea duce la crearea unor mici fisuri. Fisurile pot apărea din cauza coeficienților diferiți de contracție ai materialului de bază și a foliilor metalice (Cu, aliaj de lipit). Aceste fisuri pot conduce la existența unor lipituri nefiabile.

Procesul de lipire în val se termină printr-un *control vizual* al plăcilor cu cablaj imprimat lipite. Impresia optică oferă importante puncte de reper în legătură cu respectarea anumitor parametri ai procesului. Defectele caracteristice cele mai dese (punți de cositor, țurțuri, porțiuni neumezite) trebuie verificate cu multă grijă.

Rentabilitatea folosirii lipirii în val se măsoară prin proporția retușurilor necesare după operația de lipire. Lipirea cu val este productivă, dacă sînt necesare retușuri în proporție de 1%, adică, în cazul subansamblelor uzuale, aceasta reprezintă între 2—5 locuri de lipire. Retușuri pînă la 10% sînt, în anumite situații, încă acceptabile deși, în acest caz, trebuie să ținem seama de costurile ridicate cerute de efectuarea retușurilor, de distrugerea componentelor, de defectarea traseelor de cablaj imprimat.

Procesul de lipire, în desfășurarea fazelor de realizare a subansamblelor, se poate vedea în figura 7.34.



Scanned with OKEN Scanner

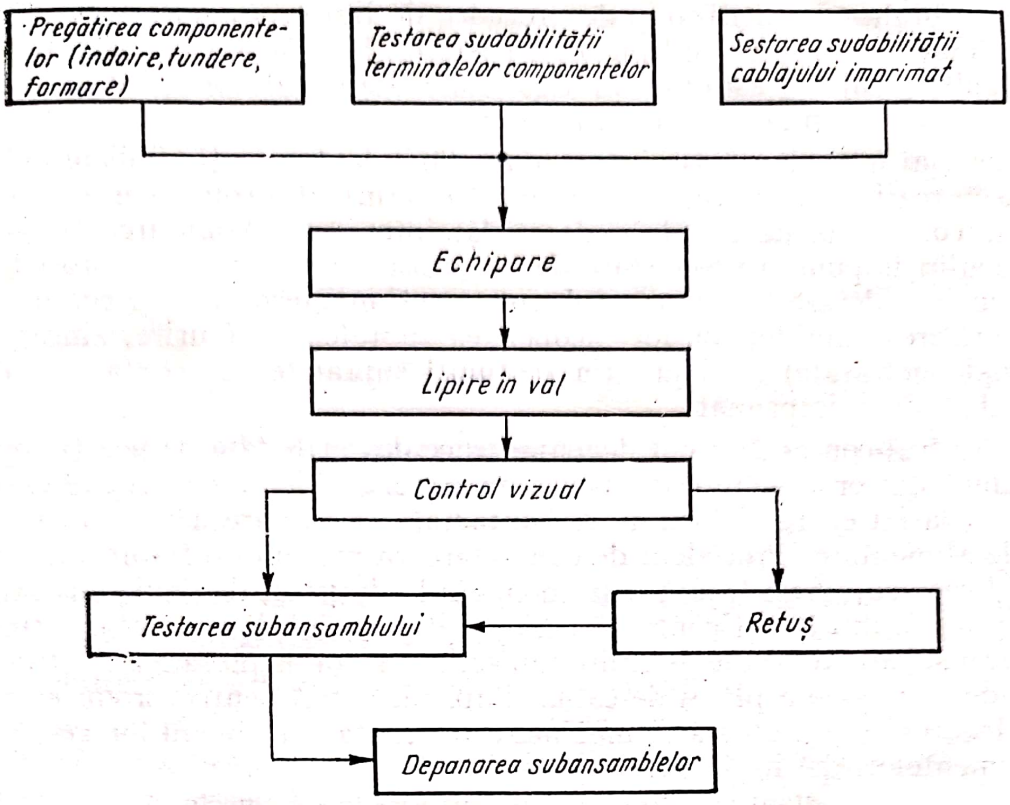



**Fig. 7.34.** Procesul de lipire cu val în cadrul fabricației de subansamble.

## 7.3.4. FIABILITATEA PROCEDEELOR

La fabricația subansamblelor electronice, utilizarea procedeelor tehnologice fiabile are un rol hotărîtor în vederea reducerii la minimum a cheltuielilor ulterioare. Fiabilitatea procedeului poate fi definită, în general, ca raportul între numărul de treceri efectuate fără eroare de către instalație și numărul total de treceri făcute.

Deoarece contactarea alcătuiește procesul de montaj cel mai frecvent, este necesar să se realizeze o fiabilitate ridicată a procedeelor utilizate. Fiabilitatea unui procedeu de contactare $R_c$ rezultă ca fiind:

$$R_c = \frac{\text{numărul lipiturilor corect realizate}}{\text{numărul total al legăturilor}}$$

Dacă se pretinde ca la un anumit număr $n_{SA}$ de subansamble fabricate să avem maximum $pn_{SA}$ părți defectate prin contactare astfel încît să nu poată fi posibilă o repartiție, rezultă fiabilitatea necesară a procedeului de contactare pentru $n_c$ componente dintr-un subansamblu, fiecare componentă avînd $n_T$ terminale:

$$R_c = 1 - \frac{p}{n_C\, n_T}$$

Pentru $p = 2\%$, $n_C = 50$ și $n_T = 14$ rezultă $R_c = 99{,}9971\%$. Această fiabilitate a procedeului nu trebuie confundată cu fiabilitatea contactului. O fiabilitate ridicată a procedeului trebuie avută în vedere la utilizarea procedeelor de contactare cu lipire prin sudură deoarece greșelile de contactare în cadrul acestui procedeu conduc, de cele mai multe ori, la nereparabilitatea



Scanned with OKEN Scanner

subansamblului. La utilizarea de procedee de lipire, o reparare de exemplu o remaniere cu ciocanul de lipit, este posibilă, fără ca prin aceasta să se distrugă subansamblul, astfel că în acest caz o fiabilitate deosebit de ridicată este de dorit, dar nu este absolut necesară.

Cea mai importantă sarcină a contactării la fabricația subansamblelor constă în realizarea legăturii electrice între terminalul componentei și suprafața de contactare de pe placa de cablaj imprimat. Asigurarea fiabilității procedeului impune o preocupare de optimizare a parametrilor procedeului, luînd în considerare factori ca: toleranța secțiunii terminalelor componentelor, curățirea suprafețelor lor, acoperirea suprafețelor (aurire, zincare, sau terminale netratate) și fluctuația secțiunii suprafeței de contactare de pe placa de cablaj imprimat.

În cadrul contactării pot deveni eficace devierile față de poziția optimă a parametrilor procedeului, din cauza unor erori subiective de reglare sau din cauza variației energiei locului de contactare ca urmare a instabilității rețelei de alimentare. Procedeul de contactare va prezenta o fiabilitate cu atît mai ridicată cu cît va fi mai mare domeniul admisibil de deviere a parametrilor procedeului ce influențează nemijlocit procesul de contactare (timp de lipire sau sudare, tensiune de lipire sau suduri, forța de presare a electrodului, viteza de deplasare a plăcii de cablaj imprimat etc.) pentru producerea acelorași legături și cu cît va fi mai mare toleranța dimensiunilor geometrice ale elementelor de legătură.

Scanned with OKEN Scanner

ANEXA 1

## Distribuția și curgerea purtătorilor de sarcină într-un semiconductor. (Aplicații)

În exemplele ce se vor trata, pentru simplificare, se fac următoarele aproximări:

— modelul utilizat este unidimensional;

— distribuția purtătorilor și curenții sînt invariabili în timp;

— semiconductorul care este neutru la echilibru, rămîne aproximativ neutru și la dezechilibru; această presupunere implică, în cazul existenței unei concentrații de purtători în exces în semiconductor, satisfacerea condiției de cvasineutralitate;

— concentrațiile totale de goluri și de electroni sînt puternic dezechilibrate și rămîn astfel după modificarea stării semiconductorului; această ultimă ipoteză poate fi exprimată prin două condiții: semiconductorul este extrinsec și nivelul de injecție este mic, astfel încît apariția concentrațiilor în exces să nu modifice caracterul semiconductorului.

### *A1.1. Aplicația 1*

Se consideră un semiconductor extrinsec de tip $n$, uniform dopat caracterizat printr-un timp de viață al purtătorilor în exces neuniform distribuit (fig. A1.1). Astfel bara semiconductoare poate fi separată în două regiuni: regiunea 1, cuprinsă între suprafața exterioară $x = 0$ și planul $x = l$, caracterizată printr-un timp de viață al purtătorilor în exces, $\tau_1$, mare; regiunea 2 cuprinsă între planul $x = 1$ și capătul barei, caracterizată printr-un timp de viață al purtătorilor în exces $\tau_2$, foarte mic.

Valoarea foarte mare a timpului de viață în regiunea 1 implică viteze de recombinare mici, chiar dacă concentrația de purtători în exces este mare. Din acest motiv în regiunea 1 efectul de recombinare a purtătorilor de sarcină se neglijează. În regiunea 2, dimpotrivă, acest efect este puternic; timpul mic de viață al purtătorilor în această regiune conduce la viteze foarte mari de recombinare.

Dacă fața $x = 0$ a semiconductorului este supusă unui flux luminos constant, cu fotoni care au energie suficientă pentru a produce perechi electron-gol, atunci într-un strat de grosime neglijabilă din apropierea feței $x = 0$ apare o concentrație pozitivă de electroni și de goluri în exces. Din acest motiv purtătorii în exces, prin difuzie, vor fi injectați în bara semiconductoare.

Deoarece în regiunea 1 efectul de recombinare este neglijabil, toți purtătorii reușesc să o traverseze, curgînd înspre regiunea 2. Existența unui efect puternic de recombinare în regiunea 2, duce la dispariția rapidă a purtătorilor în exces, astfel încît purtătorii în exces injectați de la suprafață dispar în regiunea 2 lîngă planul $x = l$.

Pentru evaluarea concentrațiilor de purtători și a curenților, în structura semiconductoare din figura A1.1 se consideră un element de volum de grosime $\Delta x$.



Scanned with OKEN Scanner

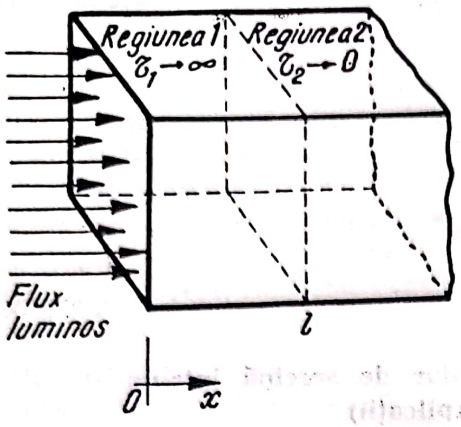



**Fig. A1.1.** Injecția optică într-o bară semiconductoare cu o regiune fără recombinare.

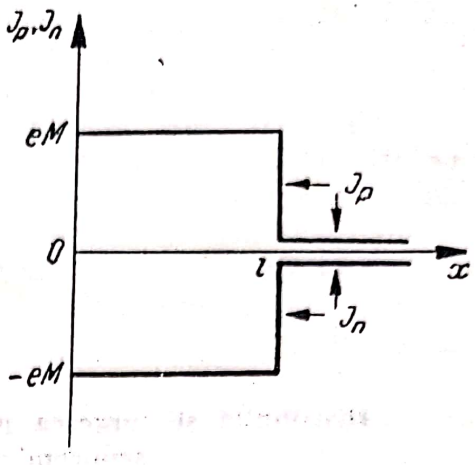



**Fig. A1.2.** Distribuțiile densităților de curenți în structura din figura A1.1.

În regiunea 1, deoarece efectul de recombinare este neglijabil, curenții de goluri și de electroni sînt constanți (fig. A1.2):

$$J_p(x) = eM \quad \text{pentru } 0 < x < l \tag{A1.1}$$

$$J_n(x) = -eM \quad \text{pentru } 0 < x < l \tag{A1.2}$$

unde $M$ reprezintă *viteza de generare de suprafață a purtătorilor*, definită ca numărul de purtători generați în unitatea de timp pe unitatea de suprafață.

În expresia (A1.2) apare semnul minus deoarece, prin convenție, sensul de referință al curentului corespunde sensului de deplasare a sarcinilor pozitive.

În regiunea 2, începînd de lîngă planul $x = l$, curenții scad la zero; aceasta se explică prin dispariția purtătorilor în perechi, datorită procesului de recombinare a acestora.

Întrucît purtătorii sînt generați în perechi (la $x = 0$) și se recombină în perechi (la $x = l$) densitatea curentului total, $J$:

$$J = J_p(x) + J_n(x) \tag{A1.3}$$

este nulă în bara semiconductoare.

Dar într-un semiconductor, curentul electric se realizează prin deplasarea purtătorilor mobili de sarcină prin oricare din următoarele mecanisme:

— prin drift, produs de un cîmp electric;

— prin difuzie, produsă în materialul semiconductor de un gradient al concentrației de purtători. Astfel, egalînd densitatea curenților de goluri și de electroni din (6.39) și (6.40) cu expresiile lor din (A1.1) și (A1.2), se obține:

$$J_p(x) = eM = e\left(p\mu_p \mathcal{E}_x - D_p \frac{dp}{dx}\right);\ 0 < x < l \tag{A1.4}$$

$$J_n(x) = -eM = e\left(n\mu_n \mathcal{E}_x + D_n \frac{dn}{dx}\right);\ 0 < x < l \tag{A1.5}$$

Generarea purtătorilor în perechi implică existența egalității:

$$\Delta p = \Delta n \tag{A 1.6}$$

ceea ce reprezintă tocmai condiția de cvasineutralitate.

În acest fel se obțin, pentru concentrațiile de purtători expresiile:

$$p = p_0 + \Delta p \tag{A 1.7}$$

$$n = n_0 + \Delta p \tag{A 1.8}$$



Scanned with OKEN Scanner

Ținînd cont de expresiile (A1.7) și (A1.8) ecuațiile (A1.4) și (A1.5) devin:

$$J_p(x) = eM = e\left[p\mu_p \mathcal{E}_x - D_p \frac{d(\Delta p)}{dx}\right] \tag{A1.9}$$

$$J_n(x) = eM = e\left[n\mu_n \mathcal{E}_x + D_n \frac{d(\Delta p)}{dx}\right] \tag{A1.10}$$

Eliminînd cîmpul electric din ecuațiile (A1.9) și (A1.10) se obține:

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} = -M \frac{n\mu_n + p\mu_p}{n\mu_n D_p + p\mu_p D_n}; \quad 0 < x < l \tag{A1.11}$$

Întrucît atît concentrația $p$, cît și concentrația $n$ pot fi exprimate în funcție de concentrația $\Delta p$, ecuația (A1.10) reprezintă o ecuație diferențială de ordinul întîi care are ca necunoscută mărimea $\Delta p$. Rezolvarea acestei ecuații se face ținînd cont de aproximațiile menționate mai sus. Astfel, pornind de la presupunerea că în bara semiconductoare concentrațiile de purtători mobili sînt puternic dezechilibrate ($n \gg p$) și știind că mobilitățile golurilor și electronilor sînt de același ordin de mărime, ecuația (A1.10) se poate simplifica:

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} \simeq \frac{M}{D_p}; \quad 0 < x < l \tag{A1.12}$$

Prin integrare și ținînd cont de condițiile la limită se obține:

$$\Delta p(x) = \frac{M}{D_p}(l - x); \quad 0 < x < l \tag{A1.13}$$

Deci în structura semiconductoare din figura A1.1, în cazul unei injecții de purtători mobili de sarcină, concentrația de purtători în exces descrește liniar (fig. A1.3), avînd valoarea maximă în vecinătatea regiunii unde se produce injecția de purtători și anulîndu-se în regiunea unde efectul de recombinare este puternic.

Folosind ecuațiile (A1.7) și (A1.8) se deduc concentrațiile totale de goluri și electroni (fig. A1.4).

În regiunea 1 a barei semiconductoare concentrația purtătorilor în exces este mult mai mică decît concentrația purtătorilor majoritari. Din acest motiv concentrația purtătorilor majoritari, în cazul unei injecții de purtători, variază extrem de puțin. În schimb concentrația purtătorilor minoritari variază puternic; în cazul injecției, concentrația purtătorilor în exces este mult mai mare decît concentrația purtătorilor minoritari de la echilibru.

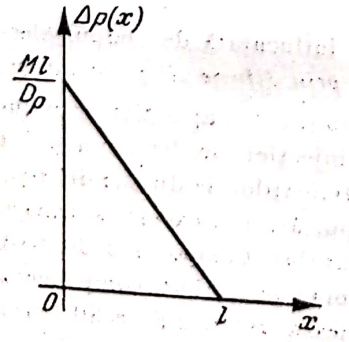



Fig. A1.3. Distribuția purtătorilor în exces în structura din figura A1.1.

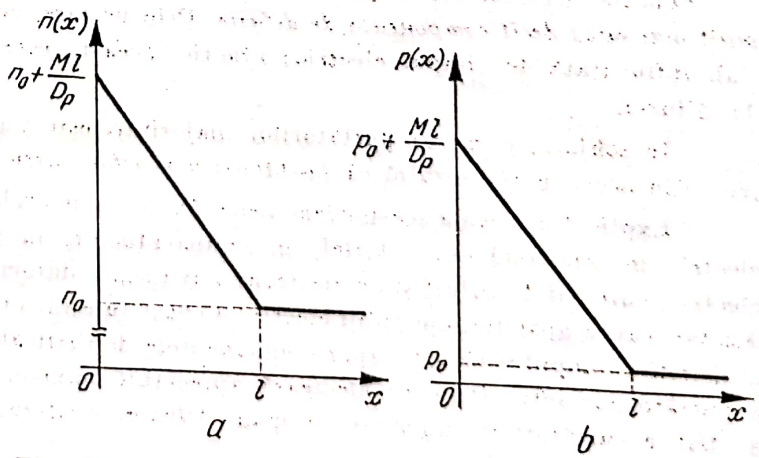



Fig. A1.4. Distribuția purtătorilor în structura din figura A1.1:
*a* — distribuția electronilor; *b* — distribuția golurilor.

În regiunea 2 a barei semiconductoare, recombinarea puternică a purtătorilor mobili de sarcină face ca în această regiune concentrațiile de goluri și de electroni să aibă valorile de la echilibru.

Eliminînd mărimea $\frac{d(\Delta p)}{dx}$ din ecuațiile (A1.9) și (A1.10) se obține pentru cîmpul electric, care apare la injecție în interiorul barei semiconductoare, următoarea expresie:

$$\mathcal{E}_x = M\frac{D_n - D_p}{n\,\mu_n D_p + p\,\mu_p D_n};\ 0 < x < l \qquad \text{(A1.14)}$$

Ținînd cont de presupunerea că la dezechilibru purtătorii majoritari au concentrație mult mai mare decît concentrația purtătorilor minoritari ($n \gg p$) și întrucît concentrația la echilibru a purtătorilor majoritari nu este practic afectată de purtătorii în exces, ecuația (A1.14) devine:

$$\mathcal{E}_x = M\frac{\frac{D_n}{D_p} - 1}{n_0\mu_n};\ 0 < x < l \qquad \text{(A1.15)}$$

Deci cîmpul electric, care apare în regiunea 1 a structurii din figura A1.1 este constant; sensul acestuia este dat de raportul $\frac{D_n}{D_p}$. În cazul siliciului și al germaniului $D_p < D_n$ și deci cîmpul electric este dirijat spre regiunea cu efect puternic de recombinare.

În regiunea 2, unde nu există purtători în exces și curenți, cîmpul electric este nul.

Rolul acestui cîmp poate fi pus în evidență pornind de la expresiile densității curenților de goluri și de electroni; în acest scop dacă se folosesc relațiile (A1.12) și (A1.15) se obțin următoarele ecuații:

$$J_p = eM\,\frac{p}{n_0}\,\frac{\mu_p}{\mu_n}\left(\frac{D_n}{D_p} - 1\right) + eM \qquad \text{(A1.16)}$$

$$J_n = eM\left(\frac{D_n}{D_p} - 1\right) - eM\,\frac{D_n}{D_p} \qquad \text{(A1.17)}$$

în care se observă că primii termeni caracterizează densitățile curenților de drift; ceilalți termeni corespund densităților curenților de difuzie. *Componentele de difuzie ale golurilor și electronilor sînt comparabile* deoarece coeficienții de difuzie sînt de același ordin de mărime.

Componentele de drift, în schimb, sînt mult diferite, deoarece $p$ este mult mai mic decît $n_0$.

Ecuația (A1.16) arată, de asemenea, că *purtătorii minoritari au o componentă de drift mult mai mică decît componenta de difuzie*. Prin urmare, curgerea purtătorilor minoritari este slab influențată de cîmpul electric; practic, aceasta este determinată doar de mecanismul de difuzie.

În schimb, curgerea purtătorilor majoritari este puternic influențată de cîmpul electric; din acest motiv rezultă că *purtătorii majoritari circulă atît prin difuzie cît și prin drift*.

Explicația fizică a acestor fenomene lămurește în același timp și cauza apariției cîmpului electric în semiconductor. Astfel, în semiconductor, în urma injecției, în lipsa cîmpului electric, curenții de goluri și de electroni sînt inegali datorită coeficienților de difuzie diferiți. Așadar, cauza apariției cîmpului electric o constituie injecția de purtători în exces; ca urmare a apariției cîmpului electric apar componentele de drift ale curentului. Componenta de drift a purtătorilor minoritari nu afectează apreciabil curgerea acestora; în schimb componenta de drift a purtătorilor majoritari se opune difuziei acestora, îi frînează, realizînd o echilibrare a curenților.

În acest mod, curentul total în semiconductor se anulează și deci sînt îndeplinite condițiile la limită impuse de structură.



Scanned with OKEN Scanner

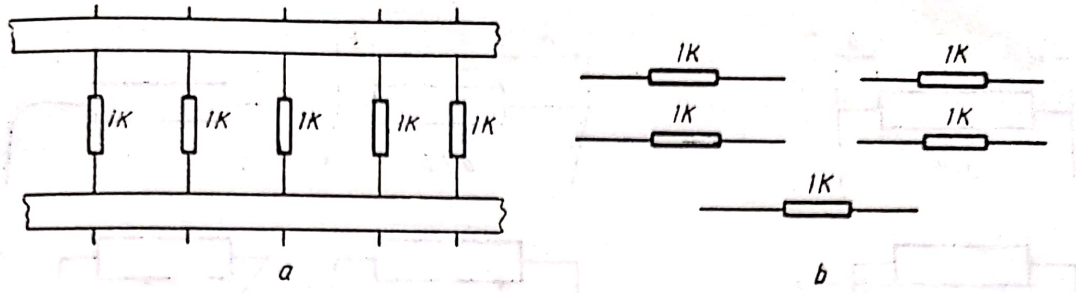



**Fig. 7.27.** Forme de prezentare a componentelor pasive:
*a* — benzi de componente; *b* — componente individuale.

ponente (fig. 7.27, *a*) cît și componente individuale (fig. 7.27, *b*). Aceste utilaje permit realizarea de operații de tăiere, îndoire la diferite dimensiuni. Asemenea utilaje pot prelucra 100 — 500 de componente pe minut, dacă ele vin sub formă de bandă sau cca. 25 de componente individuale pe minut. În ultimul caz montarea de fiecare dată a componentei în dispozitivul de îndoire și tăiere duce la lungirea timpului de pregătire a componentelor.

În afară de utilaje există și *scule* care permit pregătirea componentelor. O asemenea sculă este *pistolul de formare* care permite îndoirea terminalelor componentei la dimensiuni reglabile. Scula nu este de mare productivitate ea putînd fi întrebuințată mai ales în producția de serie mică, prototipuri, unicate etc.

În figura 7.28 se prezintă comparativ exemple de formare corectă și deficientă a terminalelor componentelor.

*Echiparea manuală fără dispozitive ajutătoare.* Componentele fiind pregătite, urmează ca muncitorul să ia componenta, să o plaseze și să o fixeze în locul corespunzător de pe placa cu cablaj imprimat. Pentru ca acest proces să se desfășoare într-un timp cît se poate de scurt, este necesară, atît o aranjare avantajoasă a plăcii cu cablaj imprimat și a componentelor pe masa de lucru, cît și o indicare a componentei și a locului unde aceasta trebuie să fie plasată.

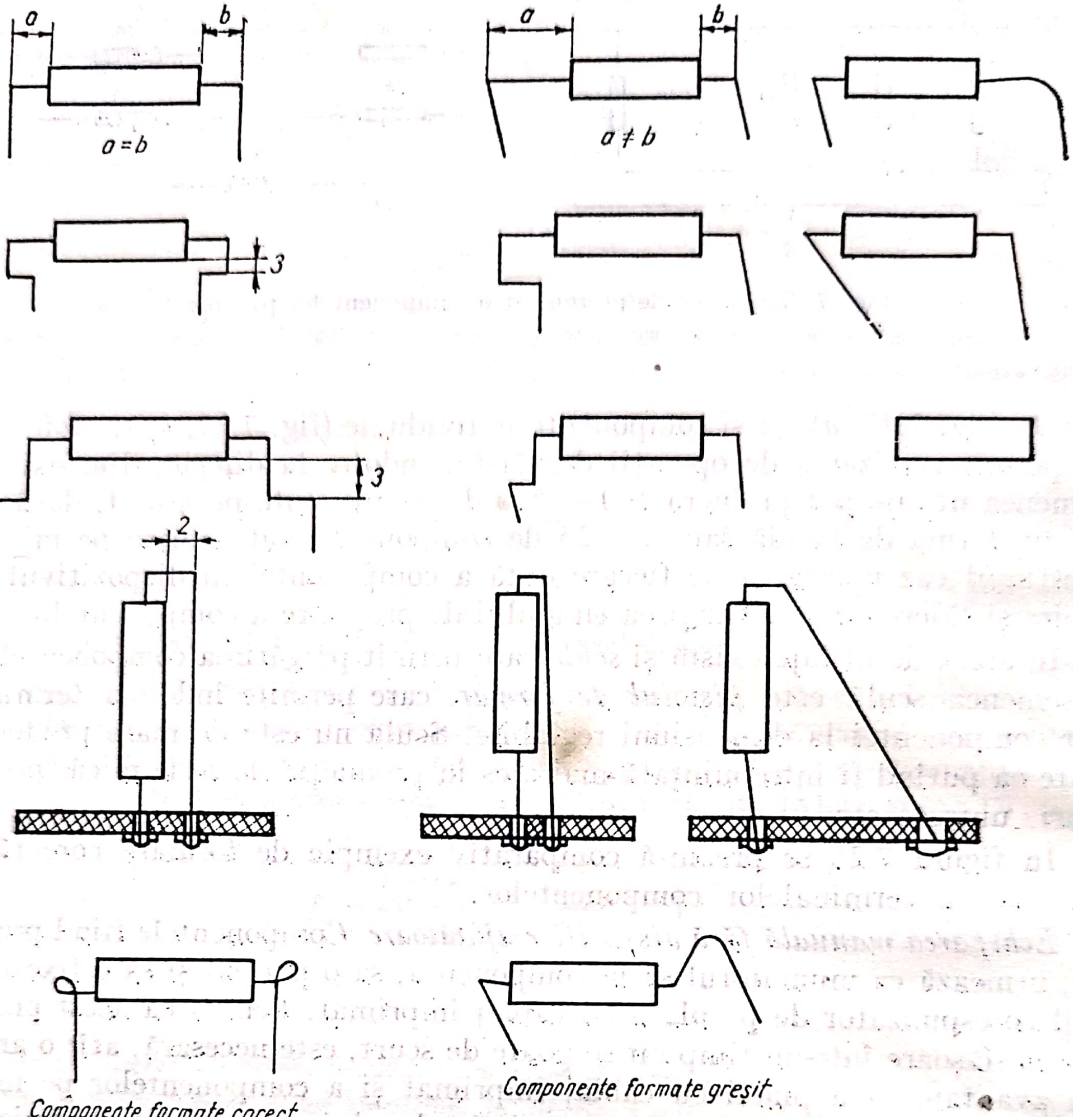
Există multiple metode care să permită indicarea locului unde trebuie plasată componenta. Metoda cea mai des întrebuințată constă în realizarea desenului de echipare pe partea unde se plasează componentele pe cablajul imprimat. Desenul conține denumirea, numărul și direcția de poziționare. Aceleași simboluri se găsesc pe recipientul care conține componenta. Adesea în locul desenului de poziționare se poate folosi o placă cu cablaj imprimat gata echipată. Experimental, s-a putut observa că cele mai multe greșeli ce apar la echiparea manuală se datoresc umplerii incorecte a recipienților cu componente; greșeli de tipul celor cauzate de plasarea componentelor în orificii greșite sau pe direcții greșite sînt mult mai rare.

Plăcile cu cablaj imprimat sînt prinse în timpul echipării cu componente în rame. Acestea, printr-o poziționare corespunzătoare pot să fie plasate astfel încît muncitorul să poată efectua ușor operația.

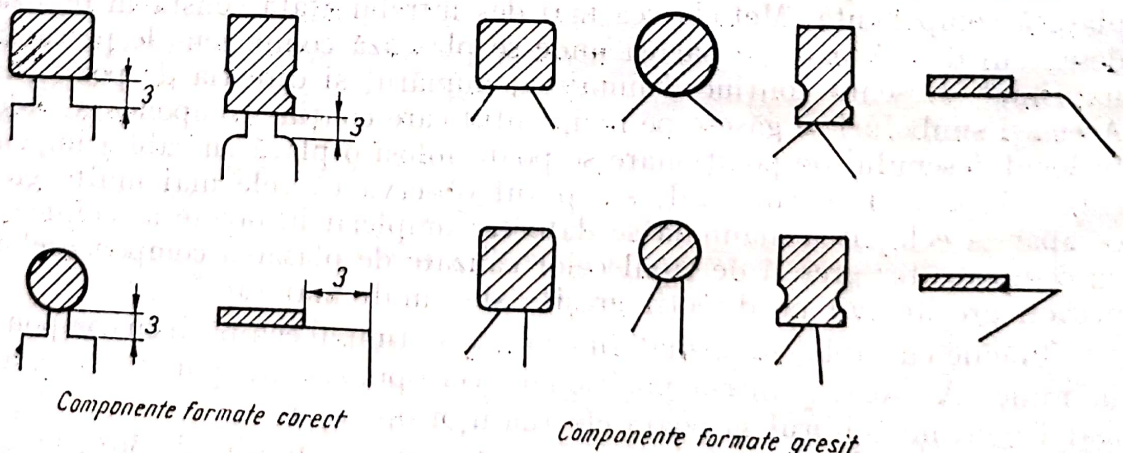
Productivitatea de echipare manuală poate crește pînă la 30% în cazul întrebuințării unor dispozitive care să permită fixarea mai multor plăcuțe cu cablaj imprimat simultan. În acest caz muncitorul ia din recipientul corespunzător un număr de componente egal cu cel al plăcilor pe care le echi-



Scanned with OKEN Scanner




a Formarea componentelor cu terminale axiale




b Formarea componentelor cu terminale pentru implantare

**Fig. 7.28. Formarea componentelor:**
*a* — cu terminale axiale; *b* — cu terminale pentru plantare.

Scanned with OKEN Scanner

pează, componentele fiind toate de același tip. La fiecare placă este plasată componenta la locul corespunzător.

Este clar că utilizînd acest procedeu se exclud timpii aferenți operației de luare din recipient a componentei. Economia de timp este:

$$t_e = t_a(n - 1)$$

unde:

$t_e$ este timpul economisit prin echiparea simultană a plăcilor cu cablaj imprimat;

$t_a$ — timpul necesar de alimentare, durata în care muncitorul se alimentează cu o componentă;

$n$ — numărul de plăci cu cablaj imprimat impuse simultan echipării.

*Echiparea manuală utilizînd dispozitive ajutătoare — mese de echipare.* Mesele de echipare oferă personalului muncitor, prin intermediul unei programări corespunzătoare, informația cu privire la componenta și poziția acesteia pe placa ce urmează a fi echipată. Mesele de echipare se disting prin modul cum indică locul de echipare și prin felul cum oferă spre poziționare componentele.

Printre metodele cele mai des folosite se numără *metoda de indicare a locului prin proiectarea la locul respectiv a unui simbol*, care în același timp dă și informația necesară direcției în care trebuie plasată componenta. Proiectorul poate fi plasat atît deasupra cît și dedesubtul plăcii cu cablaj imprimat. Plasarea deasupra plăcii prezintă avantajul unei bune cunoașteri a locului de marcare de pe placă, dar și dezavantajul acoperirii imaginii proiectate în timpul operației de echipare, aceasta deoarece mîna se poate interpune între placă și proiector. În cazul folosirii proiectării de jos a simbolurilor, imaginii de pe placă îi lipsește contrastul din cauza difuziei luminii ce pătrunde prin placa cu cablaj imprimat. În plus traseele de cablaj pot crea uneori confuzii, ele nepermițînd luminii să treacă. De cele mai multe ori se întrebuințează drept purtătoare de informații cu privire la locul de plasare a componentelor *diapozitive*, iar drept proiector un *aspectomat*. La proiectarea diapozitivelor se pretinde o precizie deosebită pentru ca la un rastru de 2,54mm sau 2,5 mm cît poate fi distanța între găurile alăturate să nu se marcheze o poziție învecinată. Diapozitivele au, față de filmul sub formă de rolă, marele avantaj al versatilității. Se pot poziționa, mult mai precis, într-o ordine dorită, locurile de plasare a componentelor. În plus, diapozitivele, în comparație cu filmul sub formă de rolă, sînt protejate de zgîrieturi, care ar putea da o informație falsă.

O altă posibilitate de a marca poziția în care trebuie plasată componenta este aceea a utilizării *„lămpilor de coordonate"*. Pe placa de cablaj imprimat se proiectează o rețea sub forma unui rastru avînd pasul de 2,54 mm sau 2,5 mm. La marginea rastrului sînt plasate, atît pe abscisă cît și pe ordonată, lămpi la distanța rastrului utilizat. Fiecare punct de poziționare este caracterizat prin două coordonate. Prin programul de echipare al plăcii de cablaj imprimat se aprind în mod corespunzător lămpile de poziționare. Direcția de plasare a componentei pe plăcuță se indică separat la marginea plăcii. Avantajul acestui mod de marcare constă într-o foarte ușoară posibilitate de programare a poziționării. Totuși, dat fiind complexitatea în ceea ce privește comanda electronică, prețul de cost pentru asemenea tip de mese de echipare este ridicat. În plus, la o densitate mare de componente pe placă, din cauza unei dificile găuriri a punctului de interesecție dat de lămpile



Scanned with OKEN Scanner

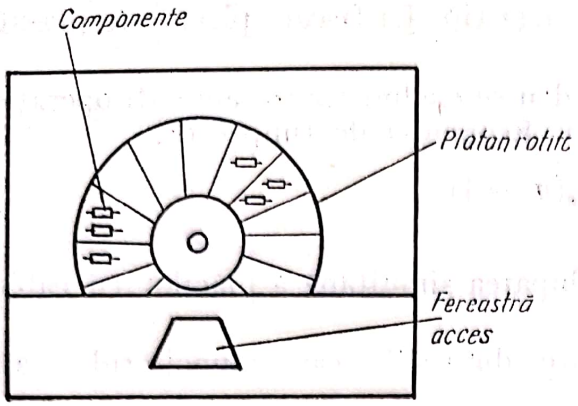



Fig. 7.29. Schema principială a unei magazii cu recipienți, pentru echiparea cablajelor imprimate.

de poziționare, este necesară o atenție sporită din partea personalului muncitor care participă la procesul de echipare al plăcii.

Se cunosc instalații la care indicarea locului de plasare a componentei se face prin intermediul unui *marker luminos care se poate deplasa*. Deplasarea markerului luminos se face prin intermediul unui dispozitiv gen pantograf. Deplasarea pantografului este efectuată de către muncitor într-o ordine prestabilită. Pentru ca să nu se indice o poziție anterior arătată, s-a prevăzut un sistem de zăvorîre.

Paralel cu marcarea locurilor de plasare a componentelor, la toate metodele prezentate, trebuie să fie *oferită muncitorului componenta corespunzătoare poziției indicate*.

Soluția tehnică cea mai des întrebuințată este *sistemul recipientelor transportabile*. De cele mai multe ori sistemul este alcătuit dintr-un platou rotitor pe care sînt plasate recipientele ce conțin componentele necesare echipării plăcii (fig. 7.29). Muncitorul preia componenta printr-o fereastră de acces din recipientul care, la momentul respectiv, se află în dreptul ferestrei. După plasarea componentei în locul indicat se dă comanda de marcare a poziției următoare. Concomitent, se deplasează și platanul ce conține recipienții cu componentele, astfel că în dreptul ferestrei de aprovizionare se va găsi recipientul cu componentele necesare noii marcări de pe placa cu cablaj imprimat. Dezavantajul metodei prezentate constă în rigiditatea urmăririi programului. Orice schimbare de program duce la schimbarea recipienților.

O altă posibilitate prin care se pot pune la dispoziție componentele în același loc și în același timp cu un grad ridicat de versatilitate a componentelor este metoda prin care *diverși recipienți se golesc prin intermediul unei comenzi*. Astfel, în funcție de tipul de componentă ce se plasează pe placa de cablaj imprimat, din recipientul corespunzător cade o singură componentă într-un recipient colector la care persoana, care echipează placa, are acces. Varianta prezentată se pretează numai pentru componentele prismatice.

## 7.3.2. ECHIPAREA MECANIZATĂ

Echiparea mecanizată a fost introdusă odată cu întrebuințarea plăcilor cu cablaje imprimate. Scopul introducerii de mașini care să echipeze plăcile cu cablaj imprimat este raționalizarea fabricării prin micșorarea costurilor și reducerea timpilor de prelucrare. Față de echiparea manuală, micșorarea costurilor nu apare în fiecare caz, ea fiind dependentă de o serie de factori ca: geometria plăcii cu cablaj imprimat; toleranța plăcii cu cablaj imprimat și a componentelor ce urmează să echipeze placa; geometria și tipul componentelor; marcarea lotului și numărul anual de bucăți; aranjarea componentelor pe placa cu cablaj imprimat.

În timp ce la începutul întrebuințării procedeelor mecanizate, plăcile cu cablaj imprimat se echipau cu componente ce aveau două terminale,



Scanned with OKEN Scanner

ulterior s-au dezvoltat mașini care să permită echiparea plăcilor cu cablaj imprimat cu componente ce au un număr din ce în ce mai mare de terminale (tranzistoare, circuite integrate). Constructorii de componente electronice au căutat să adapteze formele geometrice a componentelor fabricate, cerințelor pe care le impun mașinile de echipare automată. În acest sens, componentele prismatice au găsit o largă utilizare, aceasta și datorită unei posibilități convenabile de înmagazinare.

Mașinile de echipare pot să efectueze anumite secvențe din programul de echipare a plăcii, de exemplu alegerea și plasarea de componente, poziționarea și fixarea plăcii cu cablaj imprimat. În acest fel muncitorul va mai executa numai cîteva secvențe ale procesului.

De la mașinile parțial automate pînă la cele automate există, în funcție de gradul de automatizare al secvențelor procesului de echipare, o gamă largă de variante posibile. Tuturor le este comun faptul că plantarea sau așezarea componentelor se desfășoară mecanizat într-un anume ritm.

Se deosebesc mașini cu *echipare serie* și mașini cu *echipare paralel*.

La mașinile cu *echipare serie* componentele se plasează succesiv în timp. Eșalonarea în timp se poate face printr-o nouă poziționare a plăcii sub mecanismul de echipare (capul de echipare), sau prin transportarea plăcii, după ce a fost echipată cu o componentă, la o altă mașină. În primul caz, este vorba de o mașină *universală* de echipare, în timp ce în al doilea caz de așa-numita *linie de transfer*.

Mașina cu *echipare paralel* plasează mai multe componente, simultan, pe placa cu cablaj imprimat. Fără îndoială realizarea tehnică implică un volum foarte mare de lucru. Totuși procedeul de echipare paralel prezintă avantajul unei viteze foarte mari de lucru.

În utilizarea mașinilor există două momente critice care le influențează hotărîtor funcționarea.

Primul se referă la *momentul preluării componentei de către capul de echipare de la recipientul (magazia) cu componente*. Orice neregularitate în ambalare sau în geometria corpului poate să perturbe desfășurarea procesului.

Al doilea moment critic are în vedere *necesitatea potrivirii sigure a terminalelor componentelor, în orificiile din placa cu cablaj imprimat*, respectiv pe suprafețele de contactare de pe placa cu cablaj imprimat. În acest caz, cerințele cu privire la toleranța componentelor și a plăcilor trebuie să fie mult mai stricte în comparație cu echiparea manuală.

Literatura prezintă o serie de instalații care permit atît o echipare serie, cît și una paralel [46].

Utilizarea tehnologiei de echipare automată trebuie avută în vedere încă din stadiul proiectării constructive a plăcii cu cablaj imprimat, deoarece o placă cu cablaj imprimat care a fost proiectată în ideea întrebuințării unei tehnologii automate de echipare se poate echipa și manual, dar invers nu. Cum, din motive economice, nu este bine ca toate plăcile cu cablaj imprimat să fie proiectate pentru o echipare automată este necesar să se stabilească, de la început, plăcile cu cablaj imprimat care vor fi echipate automat.

În proiectarea plăcii cu cablaj imprimat trebuie să se țină seama că, pe margine trebuie prevăzute suprafețe care să permită prelucrarea pentru poziționarea plăcii pe mașină. De asemenea, în interiorul plăcii trebuie



Scanned with OKEN Scanner

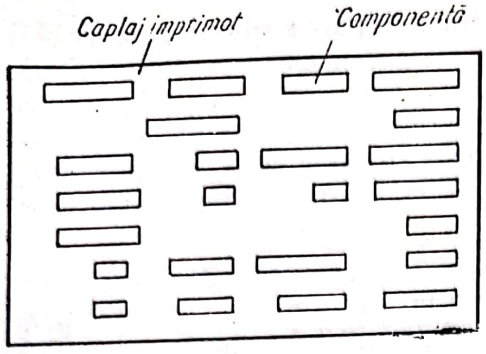



Fig. 7.30. Ordonarea avantajoasă pentru echiparea automată.

prevăzute orificii cu ajutorul cărora placa să poată fi manipulată de către instalație. Acest spațiu nu va putea fi utilizat nici pentru plasarea componentelor, nici pentru traseele de cablaj imprimat.

Din dorința scurtării duratei de echipare este necesară ordonarea componentelor pe linie și coloană. Axa longitudinală a componentelor trebuie să fie pe aceeași direcție deoarece, o întoarcere a componentei cu 90° implică complicații foarte mari. Dacă componentele au lungimi diferite este indicat ca acestea să fie aliniate după o margine (capăt) a componentei. Lățimea unui rînd este bine să fie egală cu dimensiunea componentei celei mai lungi (fig. 7.30). Este bine să se păstreze aceeași și direcția componentelor (cele polarizate), deoarece o întoarcere cu 180° conduce la inversarea polarității.

Alături de limitările constructive în proiectarea plăcii cu cablaj imprimat trebuie avută în vedere forma geometrică a componentelor cu care se va echipa placa, precum și pregătirea terminalelor componentelor. Componentele de formă prismatică au avantaje destul de mari în privința înmagazinării lor. Corpul componentei trebuie să fie astfel încît, să fie păstrată o ordine bine stabilită pe durata transportului.

Pentru ca, pe durata transportului componentelor folosite la echiparea automată, terminalele să nu se îndoaie este necesară confecționarea de recipienți (magazii) care prin forma pe care o au să protejeze componenta, să permită o extragere ușoară a componentei, să permită utilizarea magaziei direct la mașina de echipat.

## 7.3.3. PROCEDEE DE CONTACTARE PENTRU COMPONENTELE IMPLANTABILE

La contactarea componentelor implantabile (de ex. componente discrete, circuite integrate în capsulă DIL, TO) cu cablajul imprimat există la dispoziție o singură față, în vederea contactării, numită *față de lipire*.

În vederea contactării în cadrul producției de serie sau de masă sînt indicate, din cauza productivității mari pe care o au, procedeele de *lipire generală*. Asemenea procedee sînt procedee de imersie în care fața de lipire se deplasează la o singură trecere printr-o baie de cositor. Pe porțiunile metalice ale feței se va depune aliajul de lipit necesar realizării contactării componentelor de cablajul imprimat.

Uneori din dorința protejării unor suprafețe metalice de a lua contact cu aliajul de lipit, în vederea menținerii unor orificii pe placă sau, a evitării apariției de punți la traseele apropiate sau pentru a economisi aliaj de lipit, se utilizează *lipirea selectivă*. Ea se realizează prin intermediul unor măști de lipire care se obțin prin imprimarea pe cablajele imprimate a unor porțiuni de lac de protecție împotriva lipirii. Masca de lipire nu acoperă porțiunea de cablaj unde urmează să fie realizată lipirea. Pentru celelalte porțiuni metalice lacul de protecție împotriva lipirii constituie și un mijloc de protejare împotriva coroziunilor ulterioare.



Scanned with OKEN Scanner

*Lipirea* prin utilizarea *ciocanului de lipit* se folosește în cazul contactării componentelor implantabile doar la eventualele operații de corectare a lipiturilor (max. 1%).

La *lipirea prin imersie*, fața de lipire a plăcii cu componentele implantate se scufundă într-o baie de aliaj de lipit în stare topită. Prin acest procedeu se vor conecta la orificiile de lipire toate terminalele componentelor implantate. Această operație se desfășoară în cadrul unei singure treceri prin baia de lipire. În același timp porțiunile metalice de cablaj care nu au fost acoperite cu lac selectiv vor fi umezite cu aliaj de lipit. La cablajele imprimate ce au trecerile metalizate, aliajul de lipit pătrunde prin capilaritate pe fața unde se află plasate componentele, realizîndu-se în acest fel o creștere a siguranței de obținere a contactului între componentă și cablaj. În cadrul lipirii prin imersie, baia de aliaj de lipit cedează atît aliaj cît și căldură necesară procesului de lipire. Deoarece transferul de căldură de la aliajul lichid la suportul pe care se efectuează lipirea are loc în condiții de rezistență termică mică, temperatura de lipire este atinsă de suprafața de lipire în circa 1—2 secunde. Din dorința menținerii pierderilor de căldură a băii în limite reduse este indicat ca fața de lipire să fie *preîncălzită*. Preîncălzirea mai are avantajul evitării șocului termic la care fața de lipire ar putea fi supusă în procesul de lipire, șoc care ar duce la distrugerea componentelor sensibile la variații de temperatură. Temperatura aliajului topit trebuie să fie minimă, în vederea menținerii procesului de oxidare a aliajului cît se poate de scăzut. O oxidare intensă duce și la pierderi inutile de aliaj de lipit. Produsele oxidării plutesc la suprafața băii impurificînd-o și în interior, de aceea este necesar ca acestea să fie îndepărtate înaintea operației de lipire. Îndepărtarea reziduurilor oxidate se face de cele mai multe ori mecanic, deoarece alte metode, de ex. atmosferă protectoare, acoperire cu ulei, rășină sau ceară, s-au dovedit corespunzătoare numai parțial. Cauza principală a limitării este că, mijlocul de protecție contaminează fața de lipire și prin aceasta sînt necesare prelucrări ulterioare complicate (dizolvări și spălări), în vederea îndepărtării impurităților.

O contactare prin lipire poate să aibă loc numai în cazul în care elementele ce urmează să fie contactate ajung în contact metalic cu aliajul de lipit.

Pentru a se evita oxidarea contactelor și terminalelor înaintea și în timpul lipirii, în baie se introduce o substanță denumită *flux* (de exemplu colofoniu dizolvat în alcool). Părțile volatile sînt eliminate în etapa de preîncălzire. Partea activă a fluxului, colofoniul, acoperă uniform suprafața feței de lipire. La scufundarea plăcii în aliajul de lipit fluxul se activează, reduce oxidarea și este apoi înlăturat împreună cu produsele de oxidare.

Cele mai cunoscute procedee de lipire în baie sînt prezentate în figura 7.31.

*Lipirea prin imersie verticală* (*fig. 7.31, a*). Cablajul imprimat, plantat cu componente, se scufundă vertical în baia de cositor topit. Lichidul din baie nu trebuie să depășească suprafața pe care sînt plasate componentele electronice. Înainte de scufundare este necesar ca suprafața băii să fie curățată mecanic de produsele de oxidare. Se menționează dezavantajul că, la ridicarea plăcii pe aceasta rămîne adesea un surplus de aliaj de lipit. Producerea de vibrații în baia de lipire la ieșirea din baie nu înlătură dezavantajul deoarece se ivesc alte complicații, legate de posibilitatea ieșirii componentelor din orificiile de implantare sau, uneori, este posibil să apară lipituri reci.



Scanned with OKEN Scanner

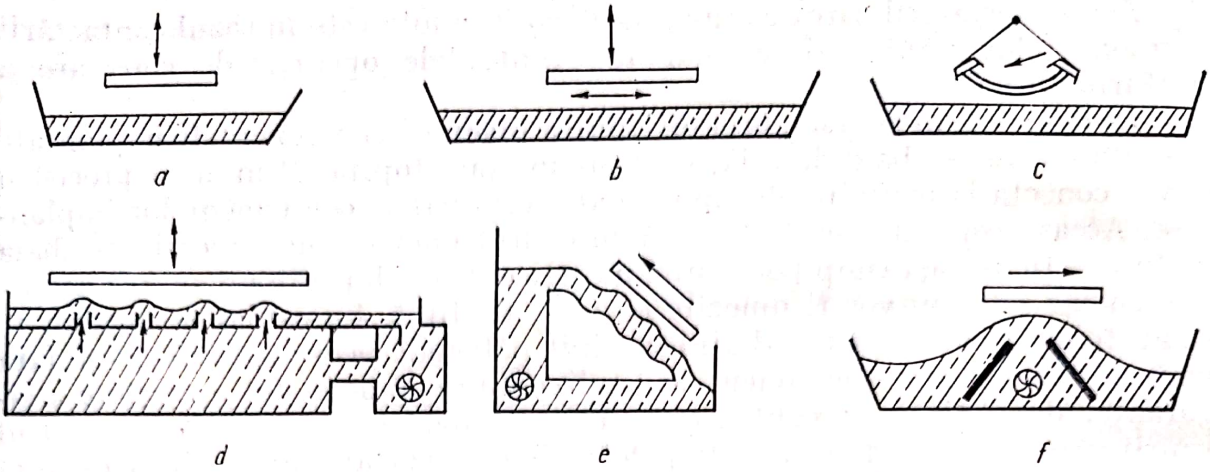



Fig. 7.31. Procedee de lipire în baie:
*a* — prin imersie; *b* — prin ștergere; *c* — prin pendulare; *d* — Sylvania; *e* — în cascadă; *f* — în val.

*Lipirea prin ștergere* (*fig. 7.31, b*). Cablajul imprimat se plasează vertical deasupra băii, iar în timpul lipirii se deplasează dreapta—stînga. Prin acest procedeu se pot scurge mai bine resturile de flux și produsele de reacție.

*Lipirea prin pendulare* (*fig. 7.31, c*). Cablajul imprimat se curbează ușor într-un suport care deplasează placa astfel tensionată, tangențial cu suprafața băii de lipire. Solicitarea termică este, comparativ cu procedeele amintite, mult mai mică. La producția de masă asemenea procedeu nu este recomandabil deoarece fixarea componentelor este deosebit de complicată.

*Procedeul Sylvania* (*fig. 7.31, d*). În cadrul acestui procedeu de lipire selectivă, placa cu cablaj imprimat este fixată deasupra băii. În locuri precizate, aliajul de lipit este pompat prin intermediul unor duze care acoperă baia. Deoarece sistemul de duze este utilizabil numai pentru o anumită configurație a cablajului imprimat (o ordonare precizată a locurilor de lipire), procedeul Sylvania se folosește numai în cazul producției de masă, adică numai pentru un număr mare de plăci cu cablaj imprimat.

*Lipirea în cascadă* (*fig. 7.31, e*). În acest procedeu aliajul de lipit curge deasupra unei suprafețe ondulate. Placa cu cablaj imprimat este deplasată în sens invers curgerii. Procedeul se remarcă prin existența unei suprafețe fără oxid a aliajului de lipit ceea ce asigură realizarea unor lipituri foarte bune. Ca dezavantaj al procedeului se remarcă necesitatea existenței unei deplasări înclinate a cablajului imprimat, prin aceasta intervenind complicații în fixarea componentelor.

*Lipirea în val* (*fig. 7.31, f*). La contactarea componentelor implantate cu cablajul imprimat, procedeul cel mai bine confirmat de practică este procedeul de lipire în val. Numărul mare de plăci, atît cu cablaj imprimat pe o singură parte, cît și cele cu cablaj imprimat pe ambele părți, avînd orificii metalizate, sînt contactate în producția de masă sau serie mare prin intermediul lipirii în val. Procedeul lipirii în val constă în aceea că placa cu cablaj imprimat trece tangent cu creasta unui val format din aliaj de lipit. Valul de aliaj este datorat permanentei circulații a aliajului fără produse de oxidare, solicitînd termic placa numai pe o porțiune limitată.

Important pentru calitatea lipirii în val sînt *unghiul de intrare, unghiul de ieșire* precum și *forma valului*.

S-a dovedit a fi favorabilă deplasarea plăcii cu cablaj imprimat împotriva sensului de curgere a valului și menținerea unui unghi de 8—10° față de valul de lipire. Formarea unui val secundar de înălțime mai mică decît cel principal duce la eliminarea surplusului de material și în acest fel se uniformizează înălțimea lipiturilor. Un val plat menține contactul cu placa cu cablaj imprimat un timp mai îndelungat. Prin aceasta, lipirea orificiilor metalizate este ușurată totuși din cauza temperaturii ridicate a valului, solicitarea termică a plăcii cu cablaj imprimat fiind mai mare.

Mașinile de lipire cu val sînt instalații complexe care se plasează în partea finală a liniilor de echipare cu componente a plăcilor cu cablaj imprimat. Ele sînt aranjate astfel încît să realizeze succesiunea de operații specifice procedeului de lipire (fig. 7.32).

*Fluxul* (de exemplu 20% colofoniu, 5% acid salicilic, 75% alcool etilic) *se depune* pe placa cu cablaj imprimat, uniform, *printr-un procedeu de val* sau *de spumare*. Se creează un val de cca. 1 cm înălțime și 30—45 cm lățime prin care trece placa cu cablaj imprimat. Fluxul umezește suprafața plăcii și pătrunde prin capilaritate pînă pe partea echipată cu componente. Prin injectarea, sub o anumită presiune a aerului, prin intermediul unor duze foarte fine, fluxul devine spumant. Cantitatea de flux nu trebuie să formeze pelicule mai mari de 4 μm. Straturi prea groase de flux consumă, în procesul lipirii, o cantitate prea mare de căldură necesară îndepărtării fluxului.

După trecerea liniei de fluxare *plăcile* cu cablaj imprimat se *încălzesc* ușor și uneori sînt suflate cu aer cald; aici se *volatilizează diluantul fluxului*.

Ulterior plăcile ajung *deasupra unei căi care*, prin intermediul unor plăci de încălzire, *radiază căldură asupra feței de lipire încălzind-o puternic*. Această operație pregătește efectul de reducere a fluxului care peste 130°C începe să se topească. O altă cauză a preîncălzirii este evitarea acțiunii șocului termic asupra plăcii cu cablaj imprimat. Indicarea unor valori pentru temperatura de preîncălzire precum și durata preîncălzirii nu este posibilă deoarece aceste valori sînt determinate în primul rînd de tipul plăcii cu cablaj imprimat (pertinax placat, steclotextolit placat etc.) și apoi de fluxul întrebuințat.

*Placa cu cablaj imprimat este ghidată* apoi *deasupra crestei valului de lipire*. În acest caz în prima fază fluxul devine eficace. El dă la o parte stratul superficial metalic și este apoi îndepărtat împreună cu produsele de reacție de către aliajul de lipit. În porțiunile metalice curate se desfășoară procesul de legare propriu-zisă. Pentru lipirea în val s-a verificat cel mai bine aliajul staniu—plumb. Se lipește la temperatura de 240—270°C. Temperatura aleasă se menține constantă. Între viteza de transport a conveiorului și temperatura de lipire există o dependență exprimată de curba τ din figura 7.33. În general, în funcție de lungimea plăcilor se pot contacta într-o oră între 200 și 800 de plăci.

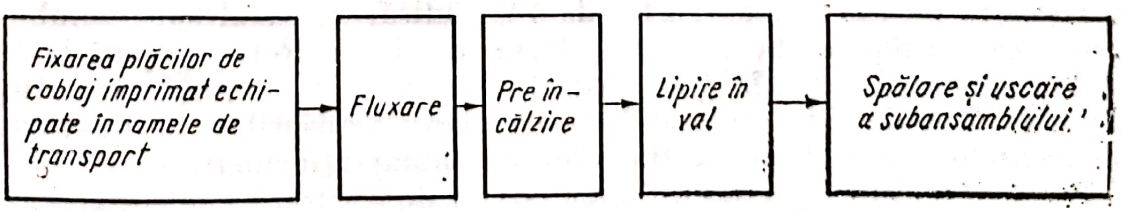



**Fig. 7.32.** Structura unei linii moderne de lipire în val.

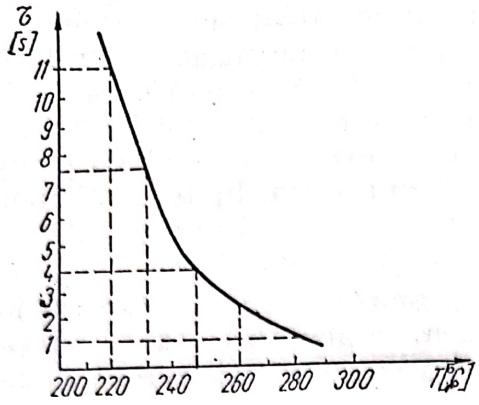



Fig. 7.33. Legătura dintre temperatura băii și durata trecerii prin baie a conveiorului.

O problemă deosebit de importantă este *oxidarea topiturii* de SnPb. Mișcarea în val a aliajului de lipit expune oxigenului din aer o suprafață ușor oxidabilă. În literatură se arată că viteza de oxidare a unei băi în mișcare prin pompare este de 8 ori mai mare decît oxidarea unei băi liniștite. Reacțiile de oxidare care apar se pot exprima prin relațiile:

$$Pb + 1/2\ O_2 \rightarrow PbO$$
$$Sn + 1/2\ O_2 \rightarrow SnO$$
$$PbO + SnO \rightarrow Pb + SnO_2$$

Deoarece staniul prezintă o afinitate mai mare față de oxigen în comparație cu plumbul, stratul de oxid se îmbogățește cu staniu. Ca urmare baia sărăcește în Sn și în acest fel baia trebuie alimentată cu aliaj îmbogățit cu staniu.

Unii producători de instalații de lipire cu val adaugă ulei în aliajul de lipit, în vederea încetinirii procesului de oxidare și împiedicării efectelor dăunătoare ale oxidului la locul de lipire. Prin aceasta, se pot obține unele avantaje (temperaturi joase de lipire, consum redus de aliaj de lipit, lipituri strălucitoare). Cu toate acestea, acest procedeu nu s-a impus deoarece, după operația de lipire, trebuie să urmeze o temeinică operație de spălare. Uleiul trebuie îndepărtat complet, să nu lase urme ce ar putea duce la menținerea unui mediu în care ar putea crește diverse ciuperci (microorganisme). Acestea micșorează durabilitatea climatică a subansamblului. În afară de aceasta, se observă adesea margini de ulei la locul de lipire, dacă uleiul este dispersat în aliaj. De cele mai multe ori se lucrează, din cauzele arătate mai sus, fără ulei și se asigură o bună filtrare pentru a reduce cantitatea de oxid din baia de aliaj.

După trecerea prin val a subansamblului se impune un tratament ulterior. Acesta poate consta într-un *proces de spălare* și *curățire* (lipirea în mediu de ulei).

Este necesară, de asemenea, evitarea unei răciri bruște care ar putea duce la crearea unor mici fisuri. Fisurile pot apărea din cauza coeficienților diferiți de contracție ai materialului de bază și a foliilor metalice (Cu, aliaj de lipit). Aceste fisuri pot conduce la existența unor lipituri nefiabile.

Procesul de lipire în val se termină printr-un *control vizual* al plăcilor cu cablaj imprimat lipite. Impresia optică oferă importante puncte de reper în legătură cu respectarea anumitor parametri ai procesului. Defectele caracteristice cele mai dese (punți de cositor, țurțuri, porțiuni neumezite) trebuie verificate cu multă grijă.

Rentabilitatea folosirii lipirii în val se măsoară prin proporția retușurilor necesare după operația de lipire. Lipirea cu val este productivă, dacă sînt necesare retușuri în proporție de 1%, adică, în cazul subansamblelor uzuale, aceasta reprezintă între 2—5 locuri de lipire. Retușuri pînă la 10% sînt, în anumite situații, încă acceptabile deși, în acest caz, trebuie să ținem seama de costurile ridicate cerute de efectuarea retușurilor, de distrugerea componentelor, de defectarea traseelor de cablaj imprimat.

Procesul de lipire, în desfășurarea fazelor de realizare a subansamblelor, se poate vedea în figura 7.34.



Scanned with OKEN Scanner

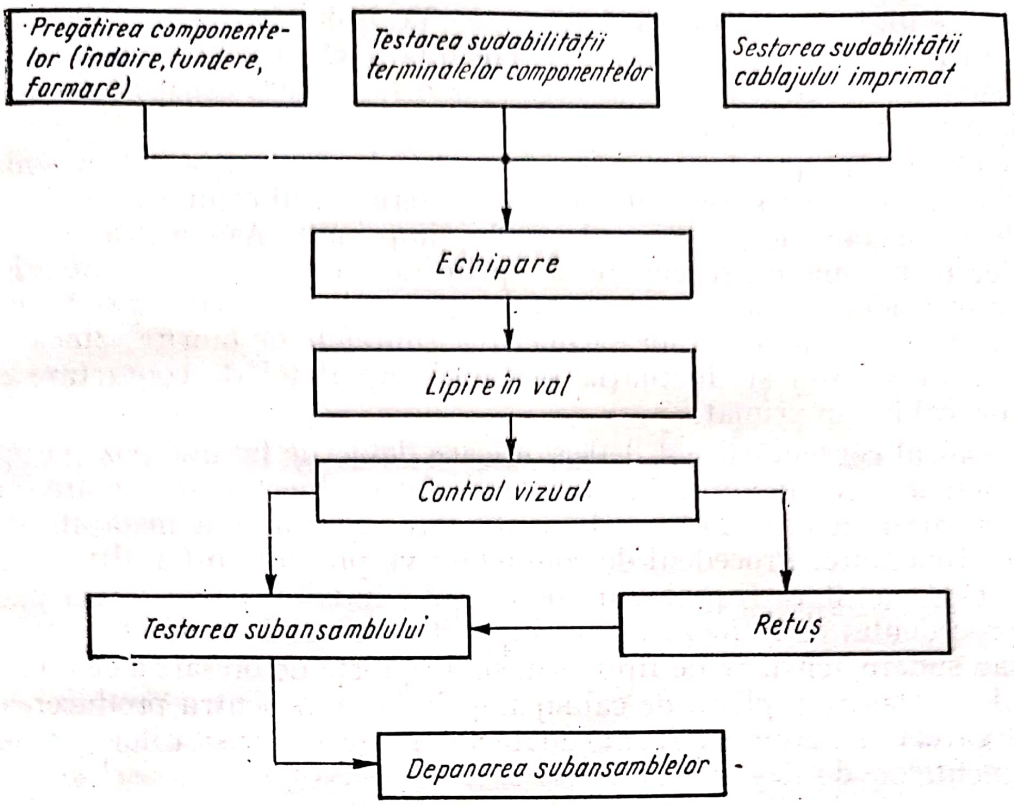



**Fig. 7.34.** Procesul de lipire cu val în cadrul fabricației de subansamble.

## 7.3.4. FIABILITATEA PROCEDEELOR

La fabricația subansamblelor electronice, utilizarea procedeelor tehnologice fiabile are un rol hotărîtor în vederea reducerii la minimum a cheltuielilor ulterioare. Fiabilitatea procedeului poate fi definită, în general, ca raportul între numărul de treceri efectuate fără eroare de către instalație și numărul total de treceri făcute.

Deoarece contactarea alcătuiește procesul de montaj cel mai frecvent, este necesar să se realizeze o fiabilitate ridicată a procedeelor utilizate. Fiabilitatea unui procedeu de contactare $R_c$ rezultă ca fiind:

$$R_c = \frac{\text{numărul lipiturilor corect realizate}}{\text{numărul total al legăturilor}}$$

Dacă se pretinde ca la un anumit număr $n_{SA}$ de subansamble fabricate să avem maximum $pn_{SA}$ părți defectate prin contactare astfel încît să nu poată fi posibilă o repartiție, rezultă fiabilitatea necesară a procedeului de contactare pentru $n_c$ componente dintr-un subansamblu, fiecare componentă avînd $n_T$ terminale:

$$R_c = 1 - \frac{p}{n_C\ n_T}$$

Pentru $p = 2\%$, $n_C = 50$ și $n_T = 14$ rezultă $R_c = 99{,}9971\%$. Această fiabilitate a procedeului nu trebuie confundată cu fiabilitatea contactului. O fiabilitate rid cată a procedeului trebuie avută în vedere la utilizarea procedeelor de contactare cu lipire prin sudură deoarece greșelile de contactare în cadrul acestui procedeu conduc, de cele mai multe ori, la nereparabilitatea



Scanned with OKEN Scanner

subansamblului. La utilizarea de procedee de lipire, o reparare de exemplu o remaniere cu ciocanul de lipit, este posibilă, fără ca prin aceasta să se distrugă subansamblul, astfel că în acest caz o fiabilitate deosebit de ridicată este de dorit, dar nu este absolut necesară.

Cea mai importantă sarcină a contactării la fabricația subansamblelor constă în realizarea legăturii electrice între terminalul componentei și suprafața de contactare de pe placa de cablaj imprimat. Asigurarea fiabilității procedeului impune o preocupare de optimizare a parametrilor procedeului, luînd în considerare factori ca: toleranța secțiunii terminalelor componentelor, curățirea suprafețelor lor, acoperirea suprafețelor (aurire, zincare, sau terminale netratate) și fluctuația secțiunii suprafeței de contactare de pe placa de cablaj imprimat.

În cadrul contactării pot deveni eficace devierile față de poziția optimă a parametrilor procedeului, din cauza unor erori subiective de reglare sau din cauza variației energiei locului de contactare ca urmare a instabilității rețelei de alimentare. Procedeul de contactare va prezenta o fiabilitate cu atît mai ridicată cu cît va fi mai mare domeniul admisibil de deviere a parametrilor procedeului ce influențează nemijlocit procesul de contactare (timp de lipire sau sudare, tensiune de lipire sau suduri, forța de presare a electrodului, viteza de deplasare a plăcii de cablaj imprimat etc.) pentru producerea acelorași legături și cu cît va fi mai mare toleranța dimensiunilor geometrice ale elementelor de legătură.

Scanned with OKEN Scanner

ANEXA 1

## Distribuția și curgerea purtătorilor de sarcină într-un semiconductor. (Aplicații)

În exemplele ce se vor trata, pentru simplificare, se fac următoarele aproximări:

— modelul utilizat este unidimensional;

— distribuția purtătorilor și curenții sînt invariabili în timp;

— semiconductorul care este neutru la echilibru, rămîne aproximativ neutru și la dezechilibru; această presupunere implică, în cazul existenței unei concentrații de purtători în exces în semiconductor, satisfacerea condiției de cvasineutralitate;

— concentrațiile totale de goluri și de electroni sînt puternic dezechilibrate și rămîn astfel după modificarea stării semiconductorului; această ultimă ipoteză poate fi exprimată prin două condiții: semiconductorul este extrinsec și nivelul de injecție este mic, astfel încît apariția concentrațiilor în exces să nu modifice caracterul semiconductorului.

### *A1.1. Aplicația 1*

Se consideră un semiconductor extrinsec de tip $n$, uniform dopat caracterizat printr-un timp de viață al purtătorilor în exces neuniform distribuit (fig. A1.1). Astfel bara semiconductoare poate fi separată în două regiuni: regiunea 1, cuprinsă între suprafața exterioară $x = 0$ și planul $x = l$, caracterizată printr-un timp de viață al purtătorilor în exces, $\tau_1$, mare; regiunea 2 cuprinsă între planul $x = 1$ și capătul barei, caracterizată printr-un timp de viață al purtătorilor în exces $\tau_2$, foarte mic.

Valoarea foarte mare a timpului de viață în regiunea 1 implică viteze de recombinare mici, chiar dacă concentrația de purtători în exces este mare. Din acest motiv în regiunea 1 efectul de recombinare a purtătorilor de sarcină se neglijează. În regiunea 2, dimpotrivă, acest efect este puternic; timpul mic de viață al purtătorilor în această regiune conduce la viteze foarte mari de recombinare.

Dacă fața $x = 0$ a semiconductorului este supusă unui flux luminos constant, cu fotoni care au energie suficientă pentru a produce perechi electron-gol, atunci într-un strat de grosime neglijabilă din apropierea feței $x = 0$ apare o concentrație pozitivă de electroni și de goluri în exces. Din acest motiv purtătorii în exces, prin difuzie, vor fi injectați în bara semiconductoare.

Deoarece în regiunea 1 efectul de recombinare este neglijabil, toți purtătorii reușesc să o traverseze, curgînd înspre regiunea 2. Existența unui efect puternic de recombinare în regiunea 2, duce la dispariția rapidă a purtătorilor în exces, astfel încît purtătorii în exces injectați de la suprafață dispar în regiunea 2 lîngă planul $x = l$.

Pentru evaluarea concentrațiilor de purtători și a curenților, în structura semiconductoare din figura A1.1 se consideră un element de volum de grosime $\Delta x$.



Scanned with OKEN Scanner

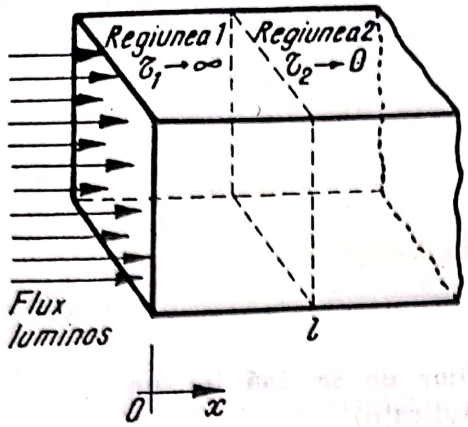



**Fig. A1.1.** Injecția optică într-o bară semiconductoare cu o regiune fără recombinare.

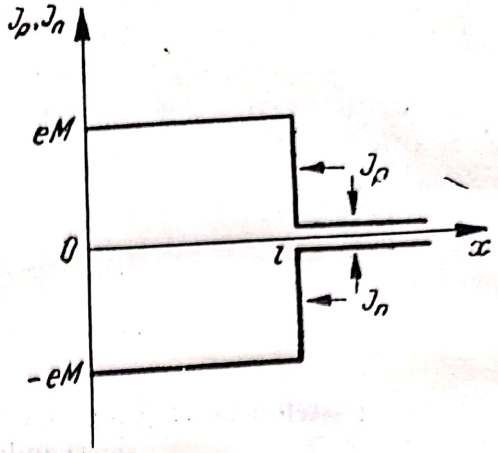



**Fig. A1.2.** Distribuțiile densităților de curenți în structura din figura A1.1.

În regiunea 1, deoarece efectul de recombinare este neglijabil, curenții de goluri și de electroni sînt constanți (fig. A1.2):

$$J_p(x) = eM \quad \text{pentru } 0 < x < l \tag{A1.1}$$

$$J_n(x) = -eM \quad \text{pentru } 0 < x < l \tag{A1.2}$$

unde $M$ reprezintă *viteza de generare de suprafață a purtătorilor*, definită ca numărul de purtători generați în unitatea de timp pe unitatea de suprafață.

În expresia (A1.2) apare semnul minus deoarece, prin convenție, sensul de referință al curentului corespunde sensului de deplasare a sarcinilor pozitive.

În regiunea 2, începînd de lîngă planul $x = l$, curenții scad la zero; aceasta se explică prin dispariția purtătorilor în perechi, datorită procesului de recombinare a acestora.

Întrucît purtătorii sînt generați în perechi (la $x = 0$) și se recombină în perechi (la $x = l$) densitatea curentului total, $J$:

$$J = J_p(x) + J_n(x). \tag{A1.3}$$

este nulă în bara semiconductoare.

Dar într-un semiconductor, curentul electric se realizează prin deplasarea purtătorilor mobili de sarcină prin oricare din următoarele mecanisme:

— prin drift, produs de un cîmp electric;

— prin difuzie, produsă în materialul semiconductor de un gradient al concentrației de purtători. Astfel, egalînd densitatea curenților de goluri și de electroni din (6.39) și (6.40) cu expresiile lor din (A1.1) și (A1.2), se obține:

$$J_p(x) = eM = e\left(p\mu_p \mathcal{E}_x - D_p \frac{dp}{dx}\right);\ 0 < x < l \tag{A1.4}$$

$$J_n(x) = -eM = e\left(n\mu_n \mathcal{E}_x + D_n \frac{dn}{dx}\right);\ 0 < x < l \tag{A1.5}$$

Generarea purtătorilor în perechi implică existența egalității:

$$\Delta p = \Delta n \tag{A 1.6}$$

ceea ce reprezintă tocmai condiția de cvasineutralitate.

În acest fel se obțin, pentru concentrațiile de purtători expresiile:

$$p = p_0 + \Delta p \tag{A 1.7}$$

$$n = n_0 + \Delta p \tag{A 1.8}$$



Scanned with OKEN Scanner

Ținînd cont de expresiile (A1.7) și (A1.8) ecuațiile (A1.4) și (A1.5) devin:

$$J_p(x) = eM = e\left[p\mu_p \mathcal{E}_x - D_p \frac{d(\Delta p)}{dx}\right] \tag{A1.9}$$

$$J_n(x) = eM = e\left[n\mu_n \mathcal{E}_x + D_n \frac{d(\Delta p)}{dx}\right] \tag{A1.10}$$

Eliminînd cîmpul electric din ecuațiile (A1.9) și (A1.10) se obține:

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} = -M \frac{n\mu_n + p\mu_p}{n\mu_n D_p + p\mu_p D_n}\ ;\ 0 < x < l \tag{A1.11}$$

Întrucît atît concentrația $p$, cît și concentrația $n$ pot fi exprimate în funcție de concentrația $\Delta p$, ecuația (A1.10) reprezintă o ecuație diferențială de ordinul întîi care are ca necunoscută mărimea $\Delta p$. Rezolvarea acestei ecuații se face ținînd cont de aproximațiile menționate mai sus. Astfel, pornind de la presupunerea că în bara semiconductoare concentrațiile de purtători mobili sînt puternic dezechilibrate ($n \gg p$) și știind că mobilitățile golurilor și electronilor sînt de același ordin de mărime, ecuația (A1.10) se poate simplifica:

$$\frac{d(\Delta p)}{dx} \simeq \frac{M}{D_p}\ ;\ 0 < x < l \tag{A1.12}$$

Prin integrare și ținînd cont de condițiile la limită se obține:

$$\Delta p(x) = \frac{M}{D_p}(l - x);\ 0 < x < l \tag{A1.13}$$

Deci în structura semiconductoare din figura A1.1, în cazul unei injecții de purtători mobili de sarcină, concentrația de purtători în exces descrește liniar (fig. A1.3), avînd valoarea maximă în vecinătatea regiunii unde se produce injecția de purtători și anulîndu-se în regiunea unde efectul de recombinare este puternic.

Folosind ecuațiile (A1.7) și (A1.8) se deduc concentrațiile totale de goluri și electroni (fig. A1.4).

În regiunea 1 a barei semiconductoare concentrația purtătorilor în exces este mult mai mică decît concentrația purtătorilor majoritari. Din acest motiv concentrația purtătorilor majoritari, în cazul unei injecții de purtători, variază extrem de puțin. În schimb concentrația purtătorilor minoritari variază puternic; în cazul injecției, concentrația purtătorilor în exces este mult mai mare decît concentrația purtătorilor minoritari de la echilibru.

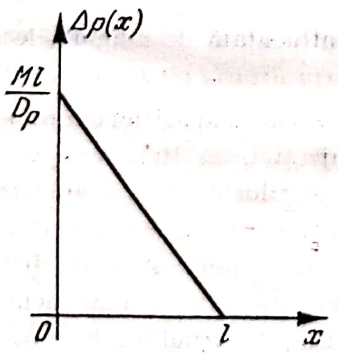



Fig. A1.3. Distribuția purtătorilor în exces în structura din figura A1.1.

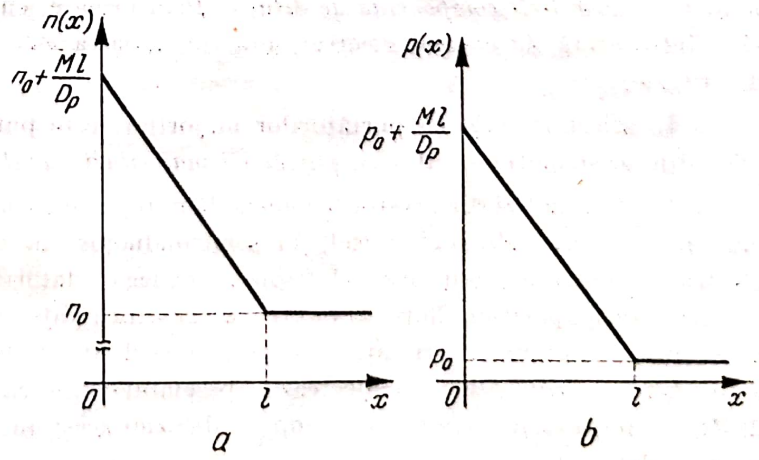



Fig. A1.4. Distribuția purtătorilor în structura din figura A1.1:
*a* — distribuția electronilor; *b* — distribuția golurilor.



Scanned with OKEN Scanner

În regiunea 2 a barei semiconductoare, recombinarea puternică a purtătorilor mobili de sarcină face ca în această regiune concentrațiile de goluri și de electroni să aibă valorile de la echilibru.

Eliminînd mărimea $\frac{d(\Delta p)}{dx}$ din ecuațiile (A1.9) și (A1.10) se obține pentru cîmpul electric, care apare la injecție în interiorul barei semiconductoare, următoarea expresie:

$$\mathcal{E}_x = M \frac{D_n - D_p}{n\,\mu_n D_p + p\,\mu_p D_n}\,;\ 0 < x < l \qquad \text{(A1.14)}$$

Ținînd cont de presupunerea că la dezechilibru purtătorii majoritari au concentrație mult mai mare decît concentrația purtătorilor minoritari ($n \gg p$) și întrucît concentrația la echilibru a purtătorilor majoritari nu este practic afectată de purtătorii în exces, ecuația (A1.14) devine:

$$\mathcal{E}_x = M \frac{\frac{D_n}{D_p} - 1}{n_0 \mu_n}\,;\ 0 < x < l \qquad \text{(A1.15)}$$

Deci cîmpul electric, care apare în regiunea 1 a structurii din figura A1.1 este constant; sensul acestuia este dat de raportul $\frac{D_n}{D_p}$. În cazul siliciului și al germaniului $D_p < D_n$ și deci cîmpul electric este dirijat spre regiunea cu efect puternic de recombinare.

În regiunea 2, unde nu există purtători în exces și curenți, cîmpul electric este nul.

Rolul acestui cîmp poate fi pus în evidență pornind de la expresiile densității curenților de goluri și de electroni; în acest scop dacă se folosesc relațiile (A1.12) și (A1.15) se obțin următoarele ecuații:

$$J_p = eM \frac{p}{n_0} \frac{\mu_p}{\mu_n} \left( \frac{D_n}{D_p} - 1 \right) + eM \qquad \text{(A1.16)}$$

$$J_n = eM \left( \frac{D_n}{D_p} - 1 \right) - eM \frac{D_n}{D_p} \qquad \text{(A1.17)}$$

în care se observă că primii termeni caracterizează densitățile curenților de drift; ceilalți termeni corespund densităților curenților de difuzie. *Componentele de difuzie ale golurilor și electronilor sînt comparabile* deoarece coeficienții de difuzie sînt de același ordin de mărime.

Componentele de drift, în schimb, sînt mult diferite, deoarece $p$ este mult mai mic decît $n_0$.

Ecuația (A1.16) arată, de asemenea, că *purtătorii minoritari au o componentă de drift mult mai mică decît componenta de difuzie.* Prin urmare, curgerea purtătorilor minoritari este slab influențată de cîmpul electric; practic, aceasta este determinată doar de mecanismul de difuzie.

În schimb, curgerea purtătorilor majoritari este puternic influențată de cîmpul electric; din acest motiv rezultă că *purtătorii majoritari circulă atît prin difuzie cît și prin drift.*

Explicația fizică a acestor fenomene lămurește în același timp și cauza apariției cîmpului electric în semiconductor. Astfel, în semiconductor, în urma injecției, în lipsa cîmpului electric, curenții de goluri și de electroni sînt inegali datorită coeficienților de difuzie diferiți. Așadar, cauza apariției cîmpului electric o constituie injecția de purtători în exces; ca urmare a apariției cîmpului electric apar componentele de drift ale curentului. Componenta de drift a purtătorilor minoritari nu afectează apreciabil curgerea acestora; în schimb componenta de drift a purtătorilor majoritari se opune difuziei acestora, îi frînează, realizînd o echilibrare a curenților.

În acest mod, curentul total în semiconductor se anulează și deci sînt îndeplinite condițiile la limită impuse de structură.



Scanned with OKEN Scanner

În semiconductor în acest caz se deplasează, prin difuzie, mai mulți electroni decît goluri spre zona de recombinare; în planul $x = 0$ rămîne o sarcină net pozitivă în timp ce la $x = l$ se acumulează o sarcină negativă, rezultînd astfel un strat dipolar de sarcini spațiale, care determină apariția cîmpului electric îndreptat spre $x$.

*A1.2. Aplicația 2*

Să se studieze consecințele existenței unui efect slab de recombinare în regiunea 1 (fig. A1.1). În această situație, o concentrație foarte mică din purtătorii injectați optic pe fața $x = 0$ va dispărea prin recombinare în regiunea 1, iar cea mai mare parte a purtătorilor în exces vor difuza prin această regiune; astfel gradientul concentrației de purtători în exces rămîne aproximativ constant avînd valoarea dată de ecuația (A1.12) și prin urmare este de așteptat ca distribuția purtătorilor în exces să nu-și modifice esențial forma. În cazul acesta este util însă să se evalueze ponderea concentrației purtătorilor în exces, care se recombină în regiunea 1, față de cea injectată pe fața $x = 0$.

Analizînd fenomenele care au loc în regiunea 1 se deduce pentru densitatea curentului de goluri absorbit prin recombinare în regiunea 1, următoarea relație:

$$J_R = e \int_0^l \frac{\Delta p}{\tau_1} \, dx \tag{A1.18}$$

unde $\tau_1 \neq \infty$ este timpul de viață al purtătorilor în exces în regiunea 1. Admițînd că distribuția purtătorilor în exces este dată de ecuația (A1.13), se obține:

$$J_R = \frac{1}{2} \left( \frac{l^2}{\tau_1 D_p} \right) eM \tag{A1.19}$$

Produsul $\tau_1 D_p$ are dimensiunea unei lungimi la pătrat; rădăcina pătrată a acestui produs este numită *lungime de difuzie a purtătorilor minoritari* și este notată cu $L_p$. În acest caz relația (A1.19) devine:

$$J_R = \frac{1}{2} \left( \frac{l}{L_p} \right)^2 eM = \frac{1}{2} \left( \frac{l}{L_p} \right)^2 J_p(0), \tag{A1.20}$$

de unde rezultă *fracțiunea* $\delta_R$ a curentului de goluri pierdută prin recombinare în regiunea 1:

$$\delta_R = \frac{J_R}{J_p(0)} = \frac{1}{2} \left( \frac{l}{L_p} \right)^2 \tag{A1.21}$$

Această relație arată că fracțiunea curentului de goluri pierdută prin recombinare în regiunea 1, este determinată de raportul dintre lățimea regiunii $l$ și lungimea de difuzie.

Astfel, dacă lățimea regiunii 1 este mult mai mică decît lungimea de difuzie, atunci fracțiunea curentului total pierdută prin recombinare este neglijabilă. Din acest motiv pentru studiul fenomenelor care au loc în semiconductor se folosește atît analiza aproximativă prin neglijarea fenomenului de recombinare, cît și calculul fracțiunii curentului de purtători pierdută prin recombinare.

Dacă însă lățimea regiunii în care are loc fenomenul de difuzie este comparabilă cu lungimea de difuzie, atunci nu se mai pot aplica concluziile acestei analize aproximative.

*A1. 3. Aplicația 3*

Să se calculeze distribuțiile purtătorilor și curenților în prezența unei recombinări importante pentru structura din figura A1.5. Această structură diferă de cea din figura A1.1 prin faptul că timpul de viață este finit și distribuit uniform în toată structura.

Se presupune că fața $x = 0$ a semiconductorului este supusă unui flux luminos constant: purtătorii în exces injectați de la suprafață curg prin bara semiconductoare și în cele din urmă dispar prin recombinare.



Scanned with OKEN Scanner

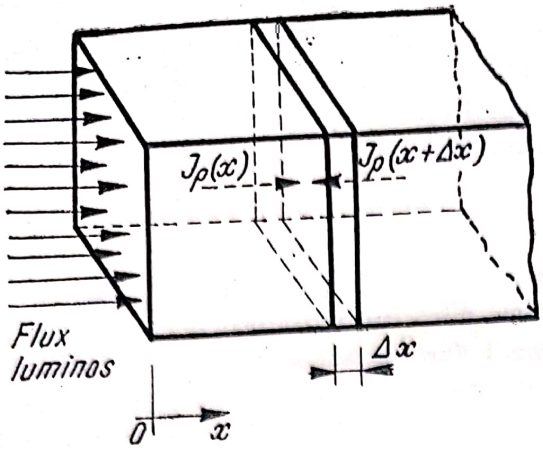



Fig. A1.5. Injecția optică într-o bară semiconductoare cu efect de recombinare distribuit uniform.

Se consideră, în bara semiconductoare, un element de volum paralelipipedic cuprins între coordonatele $x$ și $(x + \Delta x)$.

Ecuația de continuitate pentru densitatea curentului de goluri, în elementul de volum de grosime $\Delta x$, se poate scrie sub forma:

$$J_p(x) = J_p(x + \Delta x) + J_R(x) \tag{A1.22}$$

unde:

$J_p(x)$ reprezintă densitatea curentului de goluri care intră în elementul de volum prin suprafața din stînga acestuia;

$J_p(x + \Delta x)$ — densitatea curentului de goluri care părăsește elementul de volum prin suprafața din dreapta;

$J_R(x)$ — densitatea curentului de goluri care dispare prin recombinare în interiorul elementului de volum.

Presupunînd elementul de volum suficient de subțire se poate aproxima concentrația de goluri în exces din interiorul acestuia cu concentrația $\Delta p$ existentă în centrul elementului de volum. În consecință densitatea curentului de goluri care dispar prin recombinare în interiorul elementului de volum este:

$$J_R(x) = e\frac{\Delta p}{\tau}\Delta x \tag{A1.23}$$

Substituind (A1.23) în (A1.22) se deduce:

$$\frac{J_p(x + \Delta x) - J_p(x)}{\Delta x} = -e\frac{\Delta p}{\tau} \tag{A1.24}$$

Trecînd la limită, pentru $x \longrightarrow 0$, se obține:

$$\frac{dJ_p}{dx} = -e\frac{\Delta p}{\tau} \tag{A1.25}$$

Această ecuație reprezintă relația de legătură dintre densitatea curentului de goluri $J_p$ și viteza locală de recombinare $\frac{\Delta p}{\tau}$.

Întrucît curentul de purtători minoritari circulă în principal prin difuzie și este influențat foarte slab de cîmpul electric, se poate aproxima (A1.9) cu:

$$J_p \simeq -eD_p\frac{d(\Delta p)}{dx} \tag{A1.26}$$



Scanned with OKEN Scanner

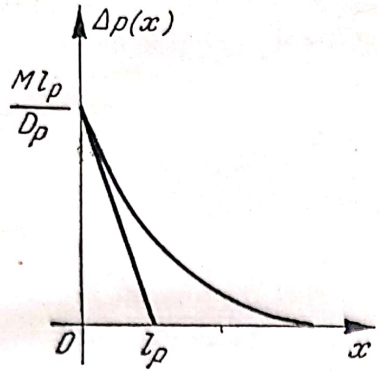



Fig. A1.6. Distribuția purtătorilor în exces în structura din figura A1.5.

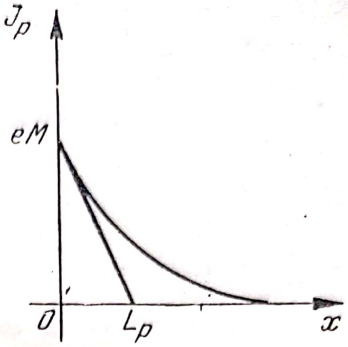



Fig. A1.7. Densitatea curentului de purtători minoritari în structura din figura A1.5.

Înlocuind (A1.26) în (A1.25) și ținînd cont de definiția lungimii de difuzie, ecuația de continuitate devine:

$$\frac{d^2(\Delta p)}{dx^2} - \frac{\Delta_p}{L_p^2} = 0 \qquad \text{(A1.27)}$$

Soluția acestei ecuații în condițiile la limită date, este:

$$\Delta p(x) = \frac{ML_p}{D_p} e^{\left(-\frac{x}{L_p}\right)} = \Delta p(0)\, e^{\left(-\frac{x}{L_p}\right)}, \qquad \text{(A1.28)}$$

iar curentul de purtători minoritari capătă forma:

$$J_p(x) = eM\, e^{\left(-\frac{x}{L_p}\right)} = J_p(0)\, e^{\left(-\frac{x}{L_p}\right)} \qquad \text{(A1.29)}$$

În figurile A1.6 și A1.7 se reprezintă distribuția concentrației $\Delta p(x)$ a purtătorilor în exces și respectiv a densității curentului în cazul cînd se ține seama de efectul de recombinare. În imediata vecinătate a planului $x = L_p$ se obține:

$$\Delta p(L_p) = \frac{\Delta p\ (0)}{e} \qquad \text{(A1.30)}$$

$$J_p\ (L_p) = \frac{J_p\ (0)}{e} \qquad \text{(A1.31)}$$

de unde rezultă că lungimea de difuzie $L_p$ reprezintă distanța de-a lungul căreia concentrația de purtători în exces precum și densitatea curentului de purtători se micșorează de $e = 2.71$ ori.

### *A1.4. Aplicația 4*

În cazul semiconductoarelor uniform dopate distribuția de impurități variază spațial în semiconductor. Pentru studiu se adoptă însă modelul unidimensional, invariabil în timp, în care se presupune că sînt îndeplinite condițiile de cvasineutralitate și că nivelul de injecție este mic.

Distribuția de impurități fiind neuniformă concentrațiile de echilibru ale golurilor și electronilor vor varia în interiorul semiconductorului; aceasta duce la apariția curenților de difuzie atît pentru goluri cît și pentru electroni. Din acest motiv în semiconductor apare



Scanned with OKEN Scanner

un cîmp electric intern care prin curenții de drift generați compensează curenții de difuzie permițînd îndeplinirea condiției de neutralitate. Condiția de neutralitate în semiconductor poate fi exprimată prin relațiile:

$$p_0 \mu_p \mathcal{E}_{x0} - D_p \frac{\mathrm{d}p_0}{\mathrm{d}x} = 0 \tag{A1.32}$$

$$n_0 \mu_n \mathcal{E}_{x0} + D_n \frac{\mathrm{d}n_0}{\mathrm{d}x} = 0 \tag{A1.33}$$

Pornind de la relațiile (A1.32) și (A1.33) și folosind relațiile lui Einstein (6.41) se obțin, pentru cîmpul electric:

$$\mathcal{E}_{x0} = \frac{kT}{e} \frac{1}{p_0} \frac{\mathrm{d}p_0}{\mathrm{d}x} \tag{A1.34}$$

$$\mathcal{E}_{x0} = \frac{kT}{e} \frac{1}{n_0} \frac{\mathrm{d}n_0}{\mathrm{d}x} \tag{A1.35}$$

Aceste expresii nu sînt independente deoarece la echilibrul termodinamic, în materialul semiconductor, concentrațiile $n_0$ și $p_0$ ale purtătorilor mobili nu sînt independente.

Relațiile (A1.34) și (A1.35) exprimă dependența cîmpului electric intern de concentrațiile de purtători mobili $p_0$ și $n_0$ precum și de concentrația de impurități ce dopează semiconductorul.

Variația spațială a cîmpului electric implică existența unei sarcini locale, ca o consecință a legii lui Gauss; aceasta înseamnă că în semiconductorul dopat neuniform aflat la echilibru există abateri de la neutralitate. Un studiu detaliat al acestei situații arată că aceste abateri sînt suficient de mici dacă gradientul concentrației de impurități este limitat. Pornind de la expresiile (A1.34) și (A1.35) ale cîmpului electric intern se pot deduce expresiile potențialului electrostatic asociat acestuia. Alegînd ca potențial de referință, potențialul în materialul intrinsec se obțin pentru potențialul electrostatic $V(x)$ expresiile următoare:

$$V(x) = -\frac{kT}{e} \ln \frac{p_0}{n_i} \tag{A1.36}$$

$$V(x) = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_0}{n_i} \tag{A1.37}$$

Cunoscînd potențialele $V(x_1)$ și $V(x_2)$ în planele $x = x_1$ și $x = x_2$ din semiconductor, diferența de potențial dintre cele 2 plane este:

$$U_{12} = V(x_1) - V(x_2) = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_1}{n_2} \tag{A1.38}$$

Deci, în semiconductorul dopat neuniform aflat la echilibru, diferența de potențial dintre două plane depinde numai de concentrațiile purtătorilor din aceste plane.

Se vor analiza acum fenomenele care au loc într-un semiconductor de tip $n$, dopat neuniform, supus unei injecții de purtători. Notînd cu $\mathcal{E}_{xi}$ cîmpul electric datorat injecției cîmpul electric $\mathcal{E}_x$ ce apare la dezechilibru are expresia:

$$\mathcal{E}_x = \mathcal{E}_{x0} + \mathcal{E}_{xi} \tag{A1.39}$$

Dacă se consideră îndeplinită condiția de cvasineutralitate precum și cea a unui nivel de injecție mic, concentrațiile de purtători se pot scrie sub forma:

$$p = p_0 + \Delta p \tag{A1.40}$$

$$n = n_0 + \Delta p \approx n_0 \tag{A1.41}$$



Scanned with OKEN Scanner

Ținînd cont de relațiile (A1.32), (A1.33), (A1.40), (A1.41), expresiile densităților curenților de goluri și de electroni devin:

$$J_p = e(p_0 + \Delta p)\mu_p \mathcal{E}_{xi} + e\Delta p\, \mu_p \mathcal{E}_{x0} - eD_p \frac{\mathrm{d}(\Delta p)}{\mathrm{d}x} \qquad \text{(A1.42)}$$

$$J_n = en_0\mu_n \mathcal{E}_{xi} + eD_n \frac{\mathrm{d}(\Delta p)}{\mathrm{d}x} \qquad \text{(A1.43)}$$

Ultimii termeni din membrul drept al acestor ecuații caracterizează densitățile curenților de difuzie; ceilalți termeni corespund densității curenților de drift. Componentele de difuzie ale golurilor și electronilor sînt comparabile deoarece gradienții sînt egali, iar coeficienții de difuzie sînt de același ordin de mărime.

Componentele de drift ale golurilor și electronilor datorate cîmpului $\mathcal{E}_{xi}$, sînt diferite; deoarece $p_0 + \Delta p$ este mult mai mic decît $n_0$ componenta de drift a golurilor este mult mai mică decît cea a electronilor.

În acest caz interesează situația în care densitatea curentului de purtători minoritari este determinată numai de ultimii doi termeni din ecuația (A1.42):

$$J_p \simeq e\Delta p\mu_p \mathcal{E}_{x0} - eD_p \frac{\mathrm{d}(\Delta p)}{\mathrm{d}x} \qquad \text{(A1.44)}$$

Prin urmare, cîmpul electric produs prin injecție are un efect neglijabil asupra curgerii purtătorilor minoritari; în schimb cîmpul electric intern influențează considerabil curgerea acestora. Din acest motiv rezultă că în materialul semiconductor dopat neuniform aflat la dezechilibru, purtătorii minoritari circulă atît prin drift, datorită cîmpului care există în semiconductor înaintea injecției, cît și prin difuzie, produsă de gradientul concentrației purtătorilor minoritari.

Datorită dependenței liniare a curentului de purtători minoritari de concentrația de purtători în exces (A1.44), ecuația de continuitate scrisă pentru purtătorii minoritari conduce la o ecuație diferențială liniară în $\Delta p$; aceasta permite calcularea imediată a concentrației de purtători în exces.

Concluziile obținute pentru semiconductorul dopat neuniform care are un cîmp electric intern, se pot aplica și unui semiconductor omogen în care cîmpul electric este generat de sarcini din afara semiconductorului. Astfel, dacă la capetele unei bare semiconductoare omogene se aplică o diferență de potențial atunci prin bară va circula un curent și va exista un cîmp electric în interiorul ei. Dacă în această bară se injectează purtători în exces, curgerea purtătorilor minoritari va fi influențată neglijabil de cîmpul de injecție; în schimb, aceasta este influențată de cîmpul electric existent în semiconductor înaintea injecției precum și de gradientul de purtători în exces ce apare în semiconductor datorită injecției.

Scanned with OKEN Scanner

# BIBLIOGRAFIE


1. * * * STAS 9071/71. *Diametrele terminalelor condensatoarelor și rezistoarelor. Valori preferențiale.*
2. * * * STAS 9614/1-74. *Potențiometre. Terminologie. Clasificare.*
3. * * * STAS 9109/1-74. *Caracteristici tricromatice ale culorilor utilizate la marcarea condensatoarelor și rezistoarelor.*
4. * * * STAS 10442/1-75. *Rezistoare fixe. Terminologie.*
5. * * * STAS 6838/78. *Rezistoare și condensatoare. Valori nominale și toleranțe pentru rezistențe și capacități.*
6. * * * STAS 10442/4-76. *Rezistoare fixe. Metode de încercare.*
7. * * * STAS 9603/74. *Componente electronice pasive. Reguli generale de verificare a condițiilor tehnice de calitate.*
8. Cătuneanu V. M. ș.a. *Tehnologie electronică.* Ed. I.P.B. 1977.
9. Cătuneanu V. M. ș.a. *Materiale și componente electronice.* Ed. didactică și pedagogică, București, 1972.
10. Lăzăroiu, Săvescu M. *Tehnologia de fabricație a pieselor radioelectronice,* Ed. tehnică, București, 1968.
11. Dummer, G. W. *Electronic components,* Oxford, Pergamon Press, 1966.
12. Grabowski, B. *Components d'electronique, Aide-memoire,* Paris, 1977
13. Lemeunier, P. *La microelectronique hybride-ou en est-on,* Electronique et applications industrielles, nr. 231, 1977.
14. Mills, E. C. *Resistance to change,* Electron, nr. 135, 1978.
15. Payne, A. J. *Variable resistors — which direction?* Electron nr. 135, 1978.
16. * * * *Focus on passive components,* Electron, nr. 93, 1976.
17. * * * *Resistors and capacitors — Special supplement,* Electron, nr. 165, 1979.
18. * * * *First Unofficial Thick Film Symposium, Microelectronics and Reliability,* Pergamon Press, Oxford, 1968.
19. Manolescu, A. M. *Realizarea rezistențelor de precizie în tehnologia straturilor subțiri,* Automatica și electronica, vol. 17, nr. 5, 1973,
20. * * * STAS 10307/75. *Fiabilitatea produselor industriale. Indicatori de fiabilitate.*
21. * * * *Catalog de rezistoare,* ICEP — Curtea de Argeș, 1975.
22. * * * *Series des valeurs normales pour resistances et condensateurs,* Publication C.E.I. 63, 1963.
23. Berry, R. ș.a. *Thin Film Technology,* Van Nostrend, 1968.
24. * * * Dale — Thick Film Resistors, 1978.
25. * * * STAS 8174/77. *Fiabilitate, disponibilitate și mentenabilitate.*
26. * * * *System Technology — Bell Laboratories,* 1970.




Scanned with OKEN Scanner

27. * * * STAS 737/76. *Sistemul internațional de unități* (S.I.).
28. Höft, H. *Passive elektronische Bauelemente*, VEB Verlag Technik Berlin, 1977.
29. * * * *Catalog de condensatoare*, IPRS Băncasa.
30. Dragomirescu M., Svasta P., Dragomirescu O. *Materiale și componente electronice*. Îndrumar de laborator, Institutul Politehnic București, 1973.
31. Timotin A. *Lecții de Bazele electrotehnicii*, Editura didactică și pedagogică.
32. Săvescu, M. *Circuite electronice liniare*, Editura didactică și pedagogică, București, 1968.
33. Bărbat B. *Transformatoare de joasă frecvență*, Editura tehnică, București, 1967.
34. Alder R. B., Smith A. C. *Introduction to semiconductor physic*, Wiley, New-York, 1964.
35. Cătuneanu V. M., Buznea D., Statnic E. A. *Semiconductoarele în telecomunicații*, Editura tehnică, București, 1962.
36. Drăgănescu M. *Procese electronice în dispozitive semiconductoare de circuit*. Editura Academiei, București, 1962.
37. Drăgănescu M. *Electronica corpului solid*, Editura tehnică, București, 1972.
38. Gray P. E., De Witt D., Boothroyd A. R., Gibbons J. F. *Physical electronics and circuit models of transistors*, Wiley, New-York, 1964.
39. Gray P. E., Searle C. L. *Bazele electrotehnicii moderne* — vol. I, Editura tehnică, București, 1973.
40. Grove A. S. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura tehnică, București, 1973.
41. Kittel. *Introducere în fizica corpului solid*. Editura tehnică, București, 1973.
42. Piringer R., Samachișă Gh., Cserveny St. *Dispozitive electronice*. Editura didactică și pedagogică, București, 1976.
43. Sevin L. J. *Les transsistors á efect de champ* — Dunod, Paris, 1967.
44. Stere R., Ristea I., Bodea M. *Tranzistoare cu efect de cîmp*, Editura tehnică, București, 1972.
45. Sze S. M. *Physic of semiconductor devices* — Wiley, New-York, 1969.
46. Hanke, M. Fabian H. *Tehnologie electronischer Baugruppen*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1977.

Scanned with OKEN Scanner

*Plan 9116.*
*Coli de tipar 18,5.*
*Bun de tipar 18.11.81.*

Tiparul executat sub comanda nr. 421
la I.P. „Filaret", str. Fabrica de chibrituri
nr. 9—11, București
Republica Socialistă România

Scanned with OKEN Scanner